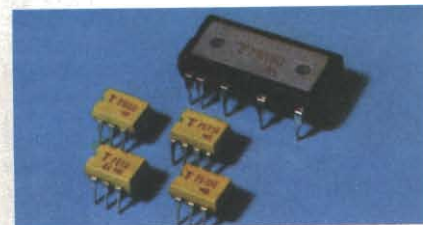
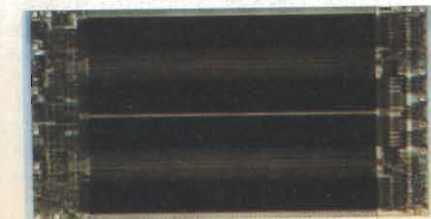
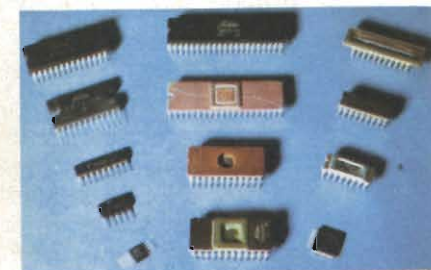
Toshiba

TOSHIBA SEMICONDUTTORI

FOTOACCOPPIATORI E FOTO-INTERRUTTORI

La vasta gamma di foto-accoppiatori TOSHIBA comprende i tipi con uscita a transistore-darlington-tiristore-triac e Ic. Sono fornibili con varie tensioni di isolamento, diversi CTR e potenze.

MEMORIE

Le memorie TOSHIBA offrono sicuramente un punto d'appoggio per l'utilizzatore con esigenze spinte di tecnologia. Per sottolineare quanto accennato, il riferimento alle RAM STATICHE CMOS 64K è doveroso. Alcuni accenni sulle altre famiglie:
RAM DINAMICHE - tagli da 16K a 64K (prossima la 256K).
RAM STATICHE NMOS - tagli da 4K a 16K (la conosciuta TMM 2016) con la 64K già in vista.
RAM STATICHE CMOS - tagli da 1K a 64K (TMN 5565PL15).
EPROM - disponibile la 64K con tempi di accesso di 200 ns e di 250 ns.

MICROPROCESSORI

La TOSHIBA dispone di tutto il kit Z80 a 4MHz in tecnologia CMOS. Da notare anche il kit 8085 - 8035 - 8039 - 8255 - 8243 - 8279 - 8051 - 8031 di cui alcune funzioni già in CMOS oltre che NMOS.

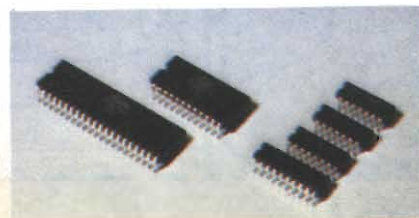
TRANSISTORI

Dispositivi di particolare rilievo nella vasta gamma TOSHIBA sono: i GTR (Giant Transistor) nei contenitori To3 - flat base - moduli con Vced sino a 900V e Ic sino a 600A, particolarmente adatti per controllo motori, macchine utensili a controllo numerico ecc; FET e POWER MOS FET.

OPTOELETTRONICA

I dispositivi optoelettronici di TOSHIBA si dividono in due gruppi: il primo consiste in dispositivi, quali i LED e i DISPLAYS, che convertono energia elettrica in luce tramite l'impiego di GaP - GaAsp - GaAs come materiale di base.
Il secondo gruppo comprende i fotosensitivi che tramutano la luce in energia elettrica ed include foto-transistor, foto-diodi e foto-SCR.

HS C_2 MOS

Di rilievo la Famiglia 74HC oltre alla ormai nota 4000 standard.

LED

La TOSHIBA offre diversi tipi di led: tondo, rettangolare, quadrato, triangolare, bicolore, convesso, con intensità luminosa da 0,3 mc a 200 mc.

DISPLAYS

La gamma di displays TOSHIBA comprende dispositivi a sette segmenti da 1-2-4 digit, a sedici segmenti alfanumerici e i bar point nei colori di base: rosso, verde, giallo, arancio. Tutti i tipi sono ad alta efficenza.

REDIST
A DIVISION OF GBC

Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo
Milano - ITALIA
Tel. 02/6123351 (5 linee)
Fax: 02/6180205
Telex: GBCMIL 330028

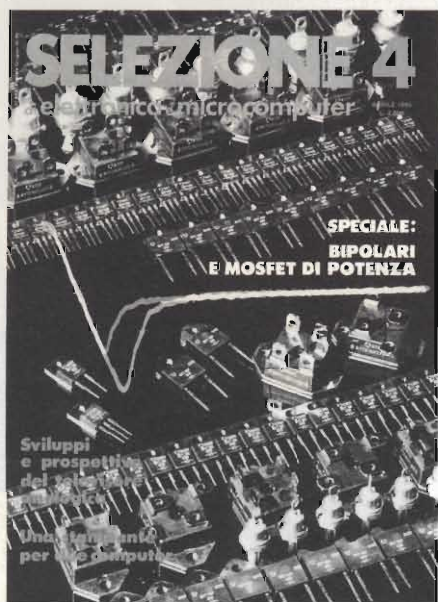
LAZIO
Via F. Ingoli, 80 - ROMA
Tel. 06/6056143

PIEMONTE
Via U. Foscolo, 25 - TORINO
Tel. e fax: 011/658231

TREVENEZIE
Via Fae, 36 - LONGARONE
Tel. 0437/771129

EMILIA-MARCHE-UMBRIA
Via Roma, 66 - CALDERARA DI RENO
Tel. 051/720461

Per informazioni indicare Rif. P 2 sul tagliando

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

In copertina:
Transistori bipolari e dispositivi di potenza prodotti dalla Thomson - CSF Componenti

Direzione, Redazione, Amministrazione
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

Sede Legale
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 258 del 28.11.74

Pubblicità
Concessionario in esclusiva per l'Italia e l'Estero
SAVIX S.r.l.
Cinisello B. Tel. (02) 61.23.397
Bologna Tel. (051) 58.11.51

Fotocomposizione
LINEACOMP S.r.l.
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

Stampa
Gemm Grafica s.r.l.
Via Magretti - Paderno Dugnano (MI)

Diffusione
Concessionario esclusivo per l'Italia
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 4.000
Numero arretrato L. 5.500

Abbonamento annuo L. 41.000
Per l'estero L. 62.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno circolare cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica italiana

USPI

SOMMARIO

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Salvatore Lionetti

ART DIRECTOR
Sergio Cirimbelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi, Tommaso Merisio

CONTABILITA'
Claudia Montù, M. Grazia Sebastiani
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Ercole Berretta, Paolo Bozzola,
Lodovico Cascianini, Adriano Cagnolati
Giuseppe Cestari, Ennio De Lorenzo
G.P. Geroldi, Franco Govoni,
Mario Di Leone, R. Fabbri, G.C. Lanzetti,
Luciano Marcellini, Remo Petritoli,
Bernard Schwager, Oscar Prelz,
W. Schultz

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini,
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni,
Orietta Duroni

Indice inserzionisti

100.000 VTR "Made in Italy"

Sarà di oltre 22 miliardi di lire in tre anni l'investimento che la Sel (Standard Elektrik Lorenz Ag), la consociata tedesca della multinazionale statunitense Itt, effettuerà insieme alla Rel per produrre tramite la Vidital videoregistratori in Italia in uno stabilimento nei pressi di Roma. La produzione iniziale sarà di 100 mila videoregistratori, per arrivare, a regime, a quota 250 mila; l'impianto diventerà operativo entro la fine dell'anno.
Sono i programmi della Vidital, la prima società italiana produttrice di videoregistratori, il cui pacchetto azionario è detenuto per il 49% dalla Rel, la finanziaria pubblica per la ristrutturazione del settore elettronico, e per il 51% dalla Sel (Itt) che investirà appunto i 22 miliardi nell'operazione. La commercializzazione dei prodotti verrà affidata alle partecipate della Rel e alla stessa Itt non soltanto per il mercato italiano ma anche per quelli internazionali.

2,2 milioni di TVC per la Francia

Il mercato francese dei televisori a colori dovrebbe elevarsi quest'anno a 2,2 milioni di unità, in luogo dei 2,15 milioni del 1984 e di 1,9 milioni di pezzi del 1983. Per le autoradio è previsto un consumo di 2,5 milioni di unità (invariato rispetto al 1984 ma in aumento rispetto all'1,9 milioni dell'anno prima). Per i lettori di dischi compatti si prevede una evoluzione del 30-40% per sfiorare le 60.000 unità.
Una evoluzione ancora più positiva è attesa per gli home computers dopo i recenti provvedimenti governativi in materia di scolarizzazione dell'informatica. Nel complesso si valuta che il mercato transalpino dei prodotti elettronici crescerà quest'anno a 17,2 miliardi di franchi contro 16,5 miliardi dell'anno prima.

Televideo con sponsor

Gli esperti della Rai per gli studi di mercato prevedono che a fine anno potrebbero essere più di 500.000 gli utenti del Televideo, il servizio teletext italiano. A questo traguardo si prevede di arrivare in virtù di un modo nuovo e moderno di fare informazione basato sulla figura dello sponsor. In cambio del marchio sulle pagine trasmesse, lo sponsor contribuisce al costo del servizio che verrebbe così diffuso e fatto conoscere, preparando il terreno per farne una fonte di guadagno.
Non è infatti previsto al momento canone alcuno per gli utenti su cui graverebbe la sola spesa del decodificatore, stimato in 150-250 mila lire. Il gruppo degli sponsor è ritenuto e qualificato a fornire un giornale elettronico, veramente tale sia per il contenuto delle informazioni sia per i tempi di trasmissione.

L'Italia è all'avanguardia per i circuiti stampati

Aveva iniziato la sua attività nel 1919, come azienda specializzata nella produzione di forniture per l'industria grafica. Poi, verso gli anni 50, la Zincocelere (entrata a far parte del gruppo Olivetti una quindicina di anni fa) si è "spostata" nel campo dei circuiti stampati. E oggi, con un fatturato globale di 70 miliardi e una produzione di 140 mila metri quadrati di circuiti, è il maggior gruppo europeo del settore. Intorno alla Zincocelere ruotano altre due aziende acquistate proprio con l'obiettivo di ampliare la propria presenza nel comparto: la Nord Elettronica, il cui pacchetto di maggioranza è nelle mani della società dal '79, e la Circuiti Stampati d'Italia, acquisita totalmente da pochi mesi. La prima produce circuiti stampati soprattutto per le telecomunicazioni e l'informatica, la seconda è a tutt'oggi l'unica azienda italiana in grado di produrre circuiti ad alta frequenza avvalendosi di materiali molto sofisticati. Le previsioni parlano di un forte sviluppo futuro per tutte e tre le aziende del gruppo Zincocelere che, grazie proprio alla loro struttura articolata, dovrebbero essere in grado di rafforzare la loro presenza sul mercato terzi che già oggi rappresenta oltre il 55 per cento del fatturato. Le possibilità offerte dal mercato sono piuttosto consistenti: in Europa, l'anno scorso, la domanda di circuiti stampati ha raggiunto i 2.400 miliardi di lire, e i prossimi anni dovrebbero riservare elevati tassi di crescita, (del 20 per cento l'anno per i prossimi tre anni, e del 16,5 per cento per l'intero decennio 1978-1987 secondo alcune fonti). Tra le due fasce in cui si può suddividere il mercato, il settore "professional" ha assorbito nel 1984 circa 1.900 miliardi, mentre i circuiti destinati all'"uso civile" (industria degli elettrodomestici, Tv, registratori) rappresentano una fascia di circa 500 miliardi.

Porta a casa un campione mondiale.

La Serie 70 Fluke. Vincitrice della battaglia analogico/digitale

Già dal suo debutto, la Serie 70 è diventata campione mondiale dell'industria.

Mai prima d'ora robusti multimetri di produzione americana hanno offerto così tante caratteristiche professionali ad un prezzo così imbattibile.

Ogni apparecchio ha garanzia di 3 anni, durata di batterie superiore a 2000 ore ed autoranging istantaneo.

Puoi avere inoltre una risoluzione extra di un display LCD da 3200-count più un sensibile "bar graph" analogico per rapidi controlli visivi di continuità, picchi, annullamento e tendenze.

Scegli tra i modelli 73, di notevole semplicità, 75, che riunisce in sè più caratteristiche. O il mod. deluxe 77 Fluke con custodia protettiva e l'eccezionale funzione "Touch-Hold" (*) che rileva e memorizza le cifre avvertendoti in seguito tramite segnale acustico.

Allora, non accettare un concorrente. Porta a casa un campione mondiale. Per ulteriori informazioni rivolgiti alla SISTREL S.p.A.

(*) Brevetto in corso.

Fluke 73	Fluke 75	Fluke 77
Lire 209.000*	Lire 263.000*	Lire 349.000*
display analogico/digitale	display analogico/digitale	Display analogico/digitale
Volt, ohm, 10A, prova diodi	Volt, ohm, 10A, mA, prova diodi	Volt, ohm, 10A, mA, prova diodi
Selezione automatica della gamma	Segnale acustico di continuità	Segnale acustico di continuità
precisione di base in dc dello 0.7%	Selezione automatica e bloccaggio della gamma	Funzione "Touch Hold"
Più di 2000 ore di durata della batteria	precisione di base in dc dello 0.5%	Selezione automatica e bloccaggio della gamma
Garanzia di 3 anni	Più di 2000 ore di durata della batteria	precisione di base in dc dello 0.3%
	Garanzia di 3 anni	Più di 2000 ore di durata della batteria
		Garanzia di 3 anni
		Astuccio ad usi molteplici

SISTREL

SISTREL S.p.A.:

20092 - CINISELLO B. (MI)
Via P. Da Volpedo 59
Tel.: (02) 6181893

10148 - TORINO
Via Beato Angelico 20
Tel.: (011) 2164378

00143 - ROMA
Via G. Armellini 39
Tel.: (06) 5915551

37100 - VERONA
Via Pallone 8
Tel.: (045) 595338

19100 - LA SPEZIA
Via Crispi 18/3
Tel.: (0187) 20743

65016 - MONTESILVANO SPIAGGIA (PE)
Via Secchia 4
Tel.: (085) 837593

80126 - NAPOLI
Via Cintia al Parco San Paolo 35
Tel.: (081) 7679700

DISTRIBUTORI:
Agrate Brianza (MI), SO.CO, Tel. (039) 650959, **Barzano' (CO),** Sacchi Elettronica, Tel. (039) 956258; **Busto Arsizio (VA),** Mariel Ricambi S.n.c., Tel. (0331) 625350; **Cagliari,** F.lli Fusaro, Tel. (070) 44272; **Catania,** Importex S.r.l., Tel. (095) 437086; **Cinisello Balsamo (MI),** CKE - Centro Kit Elettronica S.n.c., Tel. (02) 6174981; GBC Italiana, Tel. (02) 6181801; **Cognento (MO),** Lart Elettronica, Tel. (059) 341134; **Cosenza,** Angotti Francesco, Tel. (0984) 34192; **Cuneo,** Cl.PI Elettronica, Tel. (0171) 56555; **Desio (MI),** BFD, Tel. (0362) 622108; **Firenze,** DIS.CO Elettronica, Tel. (055) 486895; Paoletti Ferrero, Tel. (055) 294974; **Foggia,** Transistor, Tel. (0881) 20152; **Genova,** Gardella Elettronica, Tel. (010) 873487; **Gorizia,** B & S Elettronica Professionale, Tel. (0481) 32193; **L'Aquila,** Seti Elettronica; **La Spezia,** La Radioparti G.P., Tel. (0187) 511291; **Lecco (CO),** Incomin, Tel. (0341) 361245; **Legnano (MI),** EL.LE, Tel. (0331) 540598; **Magenta (MI),** ERRE OI, Tel. (02) 9794490; **Milano,** Cassinelli & C, Tel. (02) 305241; Meco Elettronica, Tel. (02) 603081; **Montorio al Vomano (TE),** Sport Idea, Tel. (0861) 592079; **Monza (MI),** ELETTRONICA MONZESE, Tel. (039) 323153; **Napoli,** Antonio Abbate, Tel. (081) 333552; VDB Elettronica S.r.l., Tel. (081) 287233; **Novara,** C.E.E.M.I., Tel. (0321) 35781, **Padova,** ECO, Tel. (049) 757302; **Palermo,** Elettronica Agrò, Tel. (091) 250705; **Pescara,** Ferri Elettroforniture, Tel. (085) 52441; Gigli Venanzo, Tel. (085) 60395; Pan Didattica, Tel. (085) 64908; **Piacenza,** ERC, Tel. (0523) 24346; **Prato (FI),** L'Elettronica, Tel. (0574) 596468; **Rho (MI),** Centro Componenti TV S.r.l., Tel. (02) 9307727; SAR Elettronica S.a.s., Tel. (02) 9305225; **Rivarolo Canavese (TO),** Ottino Franco, Tel. (0124) 29897; **Roma,** AEMME, Tel. (06) 432820; GB Elettronica S.n.c., Tel. (06) 273349; Giupar, Tel. (06) 5758734; NTS S.a.s., Tel. (06) 6143407; Videomatic; **Scandicci (FI),** ECR Elettronica, Tel. (055) 2590032; **Sesto San Giovanni (MI),** VART, Tel. (02) 2479605; **Taranto,** EUROTECNICA, Tel. (099) 339875; **Terni,** Eldi, Tel. (0744) 56635; **Torino,** Pinto F.lli, Tel. (011) 541564; Reis Elettronica, Tel. (011) 617362; **Tortona (AL),** Elettronica di Marciano G & G, Tel. (0131) 811292; **Trento,** Elettronica Taiuti, Tel. (0461) 21255; **Trezzano S/N (MI),** COR, Tel. (02) 4454183; **Venezia Mestre,** Marter Elettronica S.n.c., Tel. (041) 971499; **Venezia Mestre,** RO Elettronica, Tel. (041) 951898; **Vicenza,** Elettronica Bisello, Tel. (0444) 512985

Per informazioni indicare **Rif. P 3** sul tagliando

"My Best Friend"

Steve Wozniak, uno dei cofondatori della Apple Computer di cui detiene un pacchetto di azioni del 4% (valutato circa 140 miliardi di lire), ha lasciato la società per avviare una nuova attività imprenditoriale che svilupperà e successivamente produrrà dispositivi elettronici per la casa. Più precisamente dispositivi capaci di estendere e migliorare l'utilizzo del televisore. Di questa iniziativa Wozniak, che è stato seguito nell'impresa da alcuni altri tecnici della Apple, non ha però fornito altri particolari, limitandosi a dire che per adesso la nuova società creata e denominata MBF (iniziali di My Best Friend) si limita a elaborare delle idee e a sperimentare qualche prototipo delle future apparecchiature. L'uscita dalla Apple non è stata del tutto indolore: Wozniak ha accusato la società di non voler più finanziarie lo sviluppo dell'Apple II, il prodotto da lui sviluppato e quello che assicura tutt'ora oltre il 90% degli introiti complessivi.

Nuovi VTR gialli in Europa

Alcune decine di migliaia di apparecchi composti da una telecamera a da un videoregistratore incorporato: è questo il quantitativo iniziale che, dalla fine di maggio, la società giapponese Matsushita fornirà a un gruppo di produttori europei e statunitensi di elettronica di consumo. General Electric, Grundig, Philips americana e Philips olandese venderanno i videoregistratori (secondo il sistema Vhs) sotto il loro marchio.
Non si tratta di una novità assoluta, perché accordi di questo genere sono già stati conclusi in altre occasioni. Ma in questo caso il colosso nipponico fornirà un prodotto tecnicamente innovativo, dato che la telecamera incorporata permette la riproduzione delle cassette con un metodo molto più semplice che in passato. La Philips, dal canto suo, non si limita solo a vendere le apparecchiature giapponesi, ma ha collaborato (per ottimizzare, secondo quanto dicono in Olanda i responsabili dell'azienda, i propri sforzi di innovazione) anche alle fasi di progettazione del nuovo videoregistratore.

500 miliardi/lire investiti nel Bildschirmtext

Ancora una puntualizzazione a proposito del servizio videotex pubblico tedesco.
Il ministero delle PT federali, Christian Schwarz-Schilling, ha rilevato che l'introduzione del servizio Bildschirmtext (Btx), nel quale la Deutsche Bunderpost (Dp) ha investito 800 milioni di marchi (circa 500 miliardi di lire), procede a un ritmo più lento del previsto, soprattutto nella fascia di utenti non professionali. La responsabilità sarebbe principalmente delle industrie produttrici del settore, che offrirebbero i terminali (compresi i televisori adatti con un decoder) a un prezzo eccessivo per il grande pubblico (anche 1000 marchi in più di un normale televisore a colori).
In risposta a tali rilievi, il presidente dell'organizzazione delle industrie per l'elettronica di consumo, Wolfgang Raabe, ha ribattuto che le poste federali si creerebbero da sole degli intralci, impedendo tra l'altro che i normali televisori vengano utilizzati come terminali, e quindi offerti a prezzi più vantaggiosi per gli utenti.

VTR 8MM: 30.000 unità al mese prodotte dalla Sony

Nello sforzo di ristabilire la sua presenza nel mercato dei prodotti video, la Sony sta riunendo un gruppo di produttori in grado di sostenerla e affiancarla nella commercializzazione del nuovo registratore di 8 mm con telecamera incorporata. Dopo Pioneer Electronic l'invito della Sony è stato raccolto dalla Kyocera e dalla Fuji Photo Film che hanno iniziato a vendere le apparecchiature sotto il proprio marchio nelle scorse settimane. L'unica a produrre la speciale videoapparecchiatura per ora è la Sony che l'ha introdotta nello scorso gennaio e ne produce attualmente 30.000 esemplari al mese, di cui un terzo è ceduto alle aziende associate. Il costo della apparecchiatura è in Giappone di poco superiore ai due milioni di lire, con tendenza a scendere. Il nuovo videoregistratore, naturalmente, inciderà sulle vendite dei sistemi in formato Beta che comunque la Sony continuerà a promuovere e costruire. Ma la mossa sul fronte dei sistemi da 8 mm viene interpretata da alcuni osservatori come un tentativo della prima industria giapponese di elettronica civile di giocare d'anticipo sulla concorrenza non essendo riuscita a fare del Beta lo standard internazionale più importante per i videoregistratori.

La guerra del "dual-cassette recorder"

Guerra vera e propria non c'è ma potrebbe essere dichiarata da un momento all'altro, di sicuro se questo nuovo tipo di videoregistratore venisse messo in vendita negli Stati Uniti.
Il "dual-cassette recorder", così è stato denominato un apparecchio sviluppato dalla Sharp che diversamente dagli altri in commercio presenta le caratteristiche di poter riprodurre una cassetta preregistrata senza ricorrere a un altro VTR. I videoregistratori tradizionali hanno solamente una "porta di ingresso" per le cassette, per cui un utente che volesse copiare il contenuto di una cassetta e trasferirlo su un'altra dovrebbe servirsi di un secondo apparecchio. Viceversa il nuovo sistema della Sharp, denominato VC - 5 W 20E, ha due "porte di ingresso" e quindi compie la precedente operazione autonomamente. In Giappone tale sistema è stato messo in vendita da poco a un prezzo di circa 1,8 milioni di lire. Probabilmente la Sharp lo introdurrà fra breve in Europa dove per mancanza o per confusione della legislazione sul copyright la commercializzazione di simili prodotti dovrebbe trovare meno ostacoli che negli Usa, anche se la Sharp si dichiara non responsabile per un uso illegale del suo nuovo videoregistratore.
Tra l'altro il VC-5W20E in aggiunta alla duplicazione permette anche la registrazione di porzioni circoscritte della cassetta e forme di registrazione congiunte con la programmazione televisiva del momento.

VTR: Hitachi triplica la produzione in EUROPA

La Hitachi ha annunciato che intende triplicare la produzione di videoregistratori presso l'impianto dislocato nella Germania Federale, portandola dalle attuali 10.000 a 30.000 unità al mese. Per ampliare tale capacità, la Hitachi Consumer Products (Europe), dovrebbe investire circa 10 miliardi di lire. Com'è noto, il Giappone ha concordato con le autorità comunitarie di contenere le sue esportazioni di videoregistratori nella Cee entro la quota di 2,25 milioni di unità nel 1985, con una riduzione rispetto al tetto di 3,95 milioni di unità in vigore nel 1984. La decisione della Hitachi sembra nascere dalla necessità di accrescere la propria produzione diretta in Europa per ottenere quella quota di mercato che altrimenti le sarebbe preclusa in seguito all'accordo di autolimitazione delle esportazioni raggiunto con la Cee.

Lo stereo si impadronisce della TV

La televisione stereofonica sta muovendo i primi passi anche negli Stati Uniti ma molto lentamente. Gestori e produttori sono cauti perché senza la definizione di standard si rischia di creare un caos, con più svantaggi che benefici. L'industria sollecita l'organismo di controllo, la Federal Communications Commision, ad emanare normative ma la FCC è solita aspettare che a muoversi sia l'industria e poi scegliere fra i differenti standard prodotti quello più rispondente alla sua politica, magari optando semplicemente per il più popolare. Probabilmente anche per la TV stereofonica varrà questa regola. In occasione del Consumer Electronic Show di Chicago del giugno prossimo alcune case usciranno allo scoperto presentando modelli stereofonici di TVC. Anzi forse non occorrerà aspettare la metà dell'anno. Il business fa gola a troppi: si valuta che il TV stereo catturerà fra alcuni anni il 20% del mercato, il cui valore supera attualmente i 5 miliardi di dollari l'anno. La televisione stereofonica non significa solamente una migliore qualità dell'audio ma anche la possibilità di ascoltare alcuni programmi in una lingua diversa da quella ufficiale di trasmissione, grazie al secondo canale o subcanale tipico di questi apparecchi.

840.000 computers installati in Italia nel 1984

Secondo stime dell'Assinform, gruppo di lavoro cui partecipano le principali aziende del settore informatico, nel 1984 sono stati installati in Italia circa 843.000 computer, tra piccoli, grandi e personal, per un fatturato di circa 11.000 miliardi di lire. In particolare, sono stati installati circa 209.000 computer professionali, per un valore di 10.600 miliardi con un incremento del 44% in volume e del 18% in valore rispetto al 1983. Sono stati inoltre venduti 634.000 piccoli computer semiprofessionali, per un valore di 300 miliardi di lire.

CONTACLEAN 170
LAVATRICE PER CIRCUITI STAMPATI A SPAZZOLE ROTANTI

Il circuito stampato con i componenti montati richiede per l'eliminazione dei residui di colofonia, un lavaggio. Normalmente vengono utilizzate vasche e lavatrici ad ultrasuoni o a vapori. Ma molto spesso si è costretti ad evitare questo trattamento perchè sul circuito sono montati componenti che possono essere deteriorati dagli ultrasuoni o componenti che non sono ermetici (relé, potenziometri, trimmers, etc.). La CONTACLEAN 170 elimina questi inconvenienti. Il circuito viene pulito con l'azione di tre spazzole che ruotando a velocità differente e in senso opposto trasportano il solvente da un contenitore sottostante sulla superficie saldata dei circuiti rimuovendo tutte le impurità dalla superficie stessa senza contaminare il lato componenti della scheda.

elmi

ELETTRONICA MILANESE

Via Cislaghi, 17 - 20128 Milano - Tel. 2552141 - Telex 313045 ELMIL - I

Per informazioni indicare **Rif. P 5** sul tagliando

Abbiamo scelto di titolare questa rubrica "Tecnica e Impresa" per una serie di motivi. "Selezione di elettronica e microcomputer" si rivolge ai Tecnici, innanzitutto, e quindi a delle aziende che operano nella tecnica, e con le tecnologie elettroniche in particolare.

E si rivolge anche agli imprenditori che proprio con le applicazioni della microelettronica hanno creato la propria impresa.

Da qualche anno e sempre più per il futuro "Microelettronica e Piccola impresa" saranno concetti affiancati.

Lo affermano gli economisti non solo italiani che giudicano il settore della elettronica industriale, delle applicazioni specifiche, delle nicchie di mercato, quello più idoneo alle capacità, alla creatività e alla dinamica flessibilità dei nostri imprenditori.

Lo conferma la nascita tumultuosa di sempre nuove iniziative.

Gestire l'impresa, conoscere la "tecnica" di gestione di una azienda significa confrontarsi con i problemi del prodotto e del mercato, della innovazione tecnologica e dell'export; comprendere, nei risvolti non solo finanziari, quanto accade nell'area del dollaro e in Giappone.
La rubrica che parte toccherà questi argomenti in modo concreto e realistico, "da tecnico a tecnici" che di ogni problema vogliano comprendere immediatamente l'essenziale, il punto.
Ad iniziare proponiamo due argomenti.
"L'evoluzione del sistema distributivo americano" per capire quello che con alta probabilità nel giro di qualche anno avverrà in Italia e
"La manifestazione di Vicenza" per la volontà di dialogo e di supporto alle imprese del settore elettronico che l'Ente organizzatore dichiara di voler realizzare.
Per il futuro intendiamo affrontare in dettaglio un tema: il Giappone nei suoi risvolti più interessanti (ma sempre nella nostra ottica), e "il Commercio dell'elettronica in Italia" ed altri temi ancora.
Tuttociò con l'impegno di adeguare la rubrica agli interessi più vivi che di volta in volta la situazione generale vorrà proporre.

ELETTRONICA INDUSTRIALE: IL RINNOVO DI UNA MANIFESTAZIONE

PERCHÉ VICENZA E IL PERCHÉ DI UNA MOSTRA CHE, NEL RINNOVO, VUOLE CONIUGARE ELETTRONICA E PICCOLA IMPRESA

Lo scenario anni '90 dell'Italia che gli uffici studio della Confindustria hanno identificato ha già un nome: Microelettronica e Piccola Impresa.
Scartate le tecnologie di punta (la bioingegneria, il nucleare, la elettronica di base) che per fattori ormai noti sono attribuiti ineluttabilmente ad USA e Giappone, tra le nazioni europee all'Italia va il ruolo di un Paese capace di attivare con intelligente dinamica nicchie di mercato dove l'elemento fondamentale è il software creativo.
Su questo obiettivo ormai fatto a bandiera del futuro 'Italia' la Piccola e Media Impresa del settore elettronico è chiamata dai politici di ogni colorazione a partecipare da protagonista. Quella stessa Piccola e Media Impresa che, anche in chiave più generale, viene ciclicamente riscoperta e corteggiata dalle pianificazioni nazionali per la propria validità economica fatta di ministrutture flessibili e polarizzate al profitto.
Dov'è allora il problema? Dove la difficoltà di passare dalla teorizzazione del 'Piccolo è bello' alla realtà di operare tra imprese minori e politica industriale. 'Manca il dialogo, il contatto, l'informazione tra il Sistema e l'Imprenditore.'
Questo in sintesi il risultato del più recente convegno sull'argomento (Febbraio 18 a Bologna) tra Ministero dell'Industria (Altissimo), Ministero del Lavoro (De Michelis) e Imprenditoria (De Benedetti).
Superare ciò significa scendere nel pratico, permettere uno scambio di potenzialità che elettronica ed imprese possono reciprocamente offrirsi nell'interesse del Paese.
Le idee (leggi creatività) ci sono; le leggi per la innovazione tecnologica (46, 696, ed altre) anche; la burocrazia può e deve essere accettata come un dato di fatto (diciamo un handicap tutto italiano nella corsa al futuro); manca lo 'humus', il terreno di scambio su cui fare generare iniziative, dar fiato alle imprese.
Vicenza propone, può essere la soluzione.
Provincia del Veneto, Vicenza rappresenta, la "Provincia" nella sua realtà più accettata. Insieme di microeconomie attivissime e di realtà emergenti, di opportunità latenti limitate dallo spazio-mercato e dalla innovazione-obsolescenza di tecnologie che decadono ad ogni passaggio dimensionale.
La mostra elettronica di Vicenza nel rinnovarsi ha colto questa realtà di Microelettronica e Piccola Impresa; realtà che pone a proprio obiettivo.
Come migliorare tra Impresa e Sistema, tra Impresa e Impresa, la circolazione di tecniche ed applicazioni.
Come tra Impresa e Sistema proporsi nell'area internazionale.
Come tra Impresa creatrice di tecnologia applicata e Impresa utilizzatrice di applicazioni tecnologiche interscambiarsi velocemente domanda e offerta.
Come proporsi, insieme disaggregato di entità estremamente vive e variabili, nei sistemi macroeconomici dei mercati internazionali.
Come acquisire e fruire in forma essenziale e pragmatica del 'Nuovo' che permette di innovare.
Come, a conclusione, pianificare questi ed altri obiettivi in un disegno ampio e organico; 'politico' per quello che rappresenta nella economia del Paese ma profittevole nel calarsi nella realtà della singola azienda che in ogni incontro, mostra, manifestazione che sia, intende vedere una propria concreta e immediata profittabilità.
La esperienza passata di Vicenza è stato un banco di prova; una verifica che, nel positivo, ha permesso di generare, con nuovi uomini, delle proposte chiare e concrete.
Spetta ora alle Imprese comprendere e difendere il proprio interesse, e decidere le scelte da prendere.

Una suggestiva visione dall'alto del quartiere fieristico dell'Ente Fiera di Vicenza.

GLI INCONTRI DELLA ELETTRONICA IN OTTOBRE: VICENZA 10-13

La manifestazione elettronica di Vicenza si terrà nello '85 dal 10 al 13 Ottobre.
Centrata sulla microelettronica e Piccole e Medie Imprese, e di riflesso sull'universo applicativo delle elettronica industriale, la manifestazione di Vicenza ha in programma vari interventi e convegni in occasione della mostra.
Per il settore della strumentazione ed impiantistica un convegno avrà il tema: "STRUMENTAZIONE PER IMPIANTI NEL TRATTAMENTO DELLE ACQUE REFLUE E INDUSTRIALI".
Tema per altro vitale nella economia locale ricca di industrie conciarie e galvaniche (pellicceria ed oreficeria sono le voci dominanti della economia vicentina).
Altro argomento che l'Ente organizzatore vuole privilegiare è quello del sistema distributivo nel comparto elettronico.
Un incontro - tavola rotonda verrà organizzata su "PROBLEMATICHE E PROSPETTIVE DEL COMMERCIO ELETTRONICO" con l'intervento delle maggiori Organizzazioni commerciali italiane e dei Responsabili della Distribuzione americana per definire in un dibattito aperto la funzione di tramite vitale tra tecnologie e Imprese minori della distribuzione elettronica.
Sulla 'Sicurezza' altro filone di un certo interesse della elettronica industriale il convegno proposto verte sulle tecniche di controllo e sicurezza che le imprese del comparto (uno dei primi a livello mondiale) offrono al settore dei prezioni in genere (settore quello della gioielleria in cui l'Italia è leader mondiale).
La "Formazione" infine è affrontata da una serie di corsi centrati su "Nuove professionalità nel commercio elettronico - Ruolo e funzione del venditore INSIDE".
Nel contesto della Camera di Commercio e della Regione Veneta è ancora previsto un seminario sulla subfornitura elettronica ed in particolare a riguardo delle 'DIFFICOLTA' E PROPOSTE PER L'EXPORT DEI COMPONENTI E SOTTOSISTEMI ELETTRONICI'.

VICENZA COME POLO DEL TRIVENETO

In un ambito più localizzato la mostra è un'occasione per la divulgazione "mirata" di nuovi e più razionali sistemi di lavoro in grado in condizionare lo sviluppo industriale delle Regione Triveneta, nonché prodotti e tecnologie relativi agli aspetti più interessanti della realtà industriale di questa regione. La regione rappresenta un polo di produzione fra i più dinamici d'Italia, intorno al quale si stanno sviluppando intensamente aziende del settore componenti e dispositivi elettronici: nel solo campo della costruzione ed installazione di macchine per ufficio ed impianti per elaborazione dati sono presenti 165 imprese, pari all'8% delle aziende di questo settore dell'intera nazione; 239 ditte, inoltre, pari al 6% delle imprese del settore nazionale, operano nel campo della costruzione delle apparecchiature radioriceventi, televisivi, apparecchi elettroacustici e controllo processi industriali; più genericamente, sono addette al montaggio e riparazione apparecchiature elettroniche ed elettriche ben 1.447 altre imprese, pari al 10% delle aziende in campo nazionale che svolgono queste attività. ■

EVOLUZIONE DEL SISTEMA DISTRIBUTIVO AMERICANO PER I PRODOTTI ELETTRONICI E SUO IMPATTO SUL SISTEMA DISTRIBUTIVO ITALIANO

La commercializzazione in USA del prodotto elettronico (componente) sta attualmente perdendo le connotazioni degli anni '70 legate sostanzialmente al contenuto tecnologico del materiale trattato.
In altri termini non è più richiesto da chi compra (società acquirente) competenza tecnica da parte del venditore (società commerciale), il quale invece, una volta, era chiamato in causa sugli aspetti applicativi connessi al prodotto. Al venditore sono richieste invece disponibilità del materiale, rapidità nelle consegne, bassi prezzi.
Sempre più appare quindi ridotta l'influenza che il contenuto tecnologico ha oramai raggiunto nella trattativa commerciale.
Il componente, cioé, identificato dalla sua sigla diviene né più né meno che un elemento da stoccare, identificare e rintracciare su richiesta del cliente.
Il fenomeno ha avuto occasione di manifestarsi concretamente durante la crisi di mercato avvenuta tra lo '81 e lo '83. Crisi che ha comportato alcune specifiche scelte, sul piano commerciale, da parte delle aziende produttrici e distributrici per ottimizzare i costi di vendita. E precisamente: per quanto concerne le società produttrici, il problema della riduzione dei costi è stato affrontato concentrando lo sforzo della forza vendita diretto quasi totalmente sui clienti (distributori) direzionali "top customers" (ciò in linea con la regola aurea che lega l'80% del fatturato al 20% dei clienti) mentre i distributori hanno affrontato il momento recessivo con una ulteriore estensione della propria quota di mercato. Questa

ormai proiettata verso il 40% del mercato totale (Total available market).
Più in particolare inoltre, la distribuzione (qui intesa come la attività di acquisto, stoccaggio e vendita a livello industriale dei componenti e quindi come intermediazione tra società produttrici di componenti e società utilizzatrici degli stessi) ha focalizzato i suoi sforzi nella organizazzione e nella gestione dei servizi: preso infatti atto della diminuita importanza del contenuto tecnologico nella trattativa commerciale, la distribuzione ha sottolineato la propria funzione nella capacità di gestire stock in termini finanziari e operativi sempre nell'ottica del miglior supporto al cliente finale.
Il nuovo orientamento scelto dalla distribuzione americana (diminuzione dell'impatto tecnico, crescita di quello finanziario-gestionale) è ulteriormente accentuato dalle tecniche di "comunicazione dati" sempre più disponibili e accessibili sul mercato industriale.
Il concetto della trasmissione dati, del colloquio cioè 'computer to computer' (che è in pratica già totalmente impiegato dalle compagnie aeree, dalle banche, ecc. e sotto un altro punto di vista ormai più che accettato dalla struttura industriale americana) costituirà il principale canale commerciale nella vendita del settore in una prospettiva a medio-breve termine.
In altre parole: il terminale del cliente verrà collegato sempre più con il computer "batch" (archivio) del distributore permettendo così al cliente tramite opportuni nodi di controllo, di piazzare in tempo reale ordini, bloccare materiale, fissare prezzi.
Occorre aggiungere che gli aspetti descritti sono già in fase di avanzata attuazione presso i maggiori distributori USA.

A titolo di esempio, la maggiore società distributrice americana, la Hamilton-Avnet (1800 milioni di dollati di fatturato nello '83) ha già posto in funzione oltre tremila terminali al proprio interno, di cui un centinaio forniti ai principali clienti. Sempre per la stessa azienda distributrice, la prospettiva per lo '84 nei confronti dei clienti esterni è di fornire oltre 500 terminali e di continuare con questo trend nel prossimo futuro.

b)
Growth of Electronic Industry by Sectors Cal. 1973-1983 (Bilions of Dollars)

	GNP CURRENT $	ELECTRONICS INDUSTRY	FACTORY SALES SEMI-CONDUCTORS	FACTORY SALES CONNECTORS	INDUSTRIAL DISTRIBUTION INDUSTRY	TOP 25 INDUSTRIAL DISTRIBUTORS		AVT. ELECTRONIC MARKETING GROUP	
Cal Year	Sales	Sales	Sales	Sales	Sales	Sales	% Share Distribution Industry	Sales	% Share Distribution Industry
1983	3310.8	143.8e	11.05	2.52	5.20	4.10	78.9	1.03	19.8
1982	3073.0	127.5r	9.38	2.19	4.20	3.00	71.4	.79	18.8
1981	2937.7	121.2r	9.28	2.08	3.95	2.97	75.2	.75	19.0
1980	2633.1	105.6r	8.40	2.02	3.85	2.80	72.7	.74	19.2
1979	2417.8	88.3r	6.62	1.67	3.35	2.23	66.6	.61	18.2
1978	2163.9	73.0r	4.85	1.29	2.70	1.60	59.3	.42	15.6
1977	1918.3	60.4	3.86	.96	2.30	1.30	56.5	.32	13.9
1976	1718.0	50.2	3.43	.83	2.00	1.10	55.6	.26	13.0
1975	1549.2	42.3	2.58	.73	1.70	.95	55.9	.21	12.4
1974	1434.2	42.5	3.11	.79	1.80	1.00	55.6	.23	12.8
1973	1326.4	40.0	2.76	.67	1.50	.86	57.3	.19	12.7
Source:	US DEPT. COMMERCE	EIA	EIA	EIA	ELECTRONIC NEWS	ELECTRONIC NEWS		AVNET	

e = Estimated r = Revised RECESSION

a) Totale vendite nel campo dell'elettronica in USA decennio 1973-1983 (miliardi di dollari).
b) Incremento delle vendite nell'industria elettronica per settore decennio '73-'83 (miliardi di dollari).

Del resto in linea con questa tendenza, la Associazione tra i distributori americani NEDA (National Electronics Distributors Association) ha con lo '84 varato una prima procedura relativa all'utilizzo di un software comune sui calcolatori dei distributori. Questo con l'obiettivo di permettere agli utilizzatori la possibilità di colloquiare via computer con qualsiasi distributore senza essere vincolati dallo specifico linguaggio di computer diverso da distributore a distributore.
È interessante ora analizzare le conseguenze che la breve panoramica fatta permette di trarre sulle nuove situazioni che si verranno a creare non solo sul mercato statunitense, ma in genere a livello internazionale e specificatamente in Italia.
Innanzi tutto l'accentuarsi sempre maggiore nel sistema distributivo di una concentrazione da un lato di società più potenti per capacità finanziarie, controbilanciata dall'altro da una fascia più estesa di stockisti (retailers), di centri di vendita cioè di minimo peso del tipo negozio di zona.
In secondo ordine, la obbligatorietà in tempi brevi, per le aziende utilizzatrici, di dotarsi di sistemi computerizzati per il piazzamento degli ordini.
Per tali aziende sarà questa una soluzione quasi obbligatoria, per non essere tagliate fuori dal sistema più rapido di prenotazione, e che per contro comporterà l'addebito di un sovrappiù (extracharge) per quelle aziende utilizzatrici che vorranno mantenere il contatto tradizionale con il distributore.
A proprio vantaggio, in ogni caso, l'acquirente potrà contare sulla possibilità di accedere più velocemente alle "second source" (cioè ai prodotti equivalenti e compatibili con quelli voluti) qualora quelli cercati non fossero immediatamente disponibili dallo stock del fornitore abituale.
È necesssario ora notare come l'utilizzo della trasmissione dati nel settore del commercio elettronico non limiterà il suo impatto al mercato americano ma condizionerà pesantemente quello europeo ed italiano in particolare.
Due sono i principali effetti:

— il contatto diretto tra la azienda piccola e media europea con il fornitore/distributore americano (soluzione questa per ora limitata solo a società multinazionali del calibro per es. di una Olivetti) bypassando così il sistema distributivo nazionale;

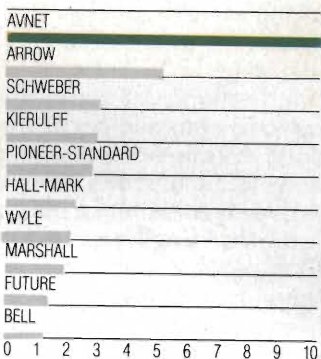
TECNICA & IMPRESA

— la possibilità per le società commerciali di supportare il proprio stock con i mezzi finanziari reperiti sul mercato USA.

Per il primo effetto, sarà aperta a tutti la possibilità di intervenire ed ordinare materiali per esempio da Milano con la stessa procedura e gli stessi tempi di una qualsiasi ditta americana. Sarà sufficiente la installazione di un terminale (ordine di grandezza del costo: 5 milioni), il costo di una telefonata internazionale e, via modem, per il materiale cercato la azienda italiana potrà accedere a stock di centinaia di milioni di dollari con consegne (considerati i minimi volumi di ingombro) che potranno essere effettuate entro le 24 ore tra Milano e New York tramite procedura "blue/strike".

Il secondo effetto (utilizzo della piazza finanziaria americana) è messo già in risalto dalla prassi di quotare (in Italia e in Europa) i componenti elettronici in dollari o comunque legati alla moneta americana.

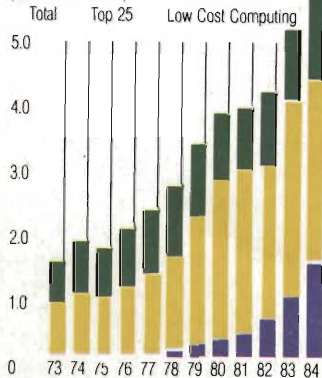
In questa ottica per ogni società di distribuzione nazionale sarà conveniente cercare di stoccare negli USA in funzione dei tassi passivi del dollaro piuttosto che in Italia al costo del denaro nazionale.

Con riferimento all'impatto che l'evoluzione del commercio elettronico sta per avere in Italia, è bene aggiungere una considerazione riguardante la componentistica giapponese notoriamente limitata - dalle attuali leggi doganali in vigore - al valore di 150 milioni di importazione annua. Questa scelta incongruente e autolesionistica

In alto a sinistra: sezione Distributori nella vendita dei componenti, in alto a destra: Gruppo Marketing Elettronico; vendite per quadrimestre dal I° quadrimestre fiscale '83 al 4 quadrimestre fiscale '84. A lato: Distributori principali (nel 1983) in centinaia di milioni di dollari.

(se si tiene conto che la componentistica elettronica non è altro che la materia prima del settore) ha da tempo causato un mercato "parallelo" degli stessi componenti giapponesi basato su importazioni non ufficiali o indirette (tramite cioè USA e Germania) con l'unico risultato di un maggior costo finale.

A conclusione, e per ogni scelta di tipo strategico, non c'è che da rilevare l'impossibilità attuale per l'industria elettronica italiana di fonti alternative agli USA nell'acquisto di componenti ELSA (Extra Large Scale Integration), e conseguente dipendenza della industria italiana, produttrice e no, dalle evoluzioni e dalle tendenze del mercato americano.

Dipendenza che, è bene sottolineare, si verifica tanto più crudemente quanto più compressioni del mercato obbligano produttori e distributori statunitensi a stabilire priorità. Priorità che notoriamente non privilegiano l'Italia né in un contesto mondiale né europeo. ■

Industrial Distribution Volume
(Billions of Dollars)
Total Top 25 Low Cost Computing
5.0
4.0
3.0
2.0
1.0
0 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84
Source: Electronic News-From Industry Estimates (12/5/83)

A sinistra: Volume della Distribuzione Industriale. A destra: Sezione Distributori nel mercato totale dei componenti nel periodo 1970-1985.

BIPOLARI E MOSFET

Tecnologie e caratteristiche

Luciano Marcellini

Nel campo dei dispositivi di potenza, la tecnologia MOSFET è relativamente recente. La sua diffusione è stata rallentata dalla riluttanza dei progettisti a cambiare le proprie abitudini, ma anche il maggior costo, rispetto ai transistori bipolari, ha giocato il suo ruolo. L'introduzione sul mercato di modelli dalle prestazioni sempre più interessanti e la contemporanea discesa dei prezzi, al di là delle aspettative degli utilizzatori, ha determinato nelle applicazioni di potenza, a spostare l'ago della bilancia verso questo tipo di semiconduttore.

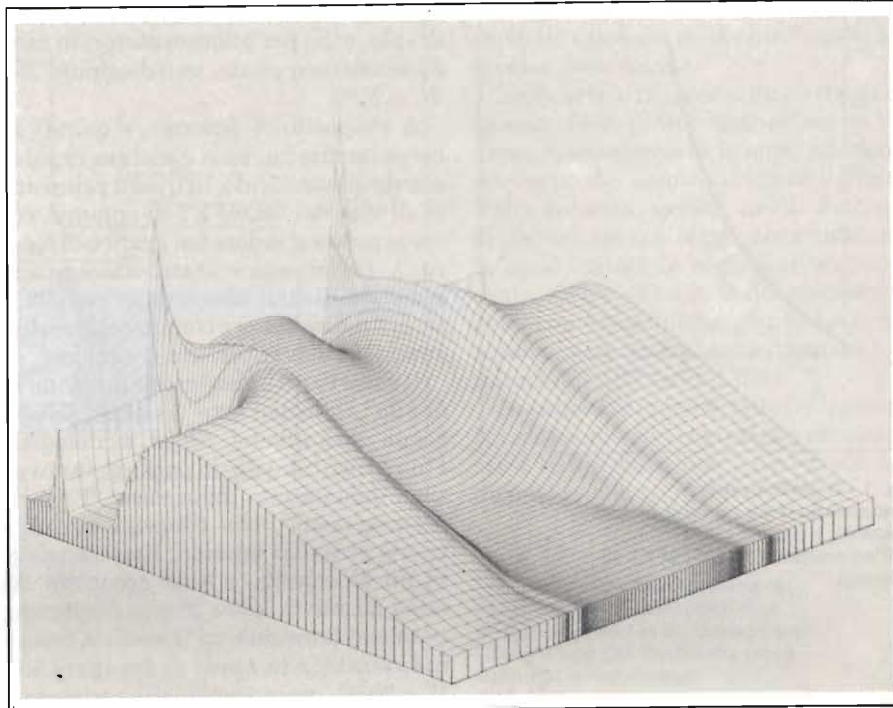
Se i transistori bipolari sono imbattibili, per quanto riguarda la bassa tensione di saturazione e la facilità di controllo, i MOSFET possiedono, a loro volta, caratteristiche assai interessanti. Ad esempio, sono praticamente esenti da fenomeni di breakdown secondario; le loro condizioni operative sono determinate soltanto dalla massima dissipazione ammessa. Un altro punto a favore è costi-

BIPOLARI E MOSFET

tuito dall'alta impedenza d'ingresso, che ne facilita il pilotaggio. Inoltre, i MOSFET sono molto veloci e non sono affetti dai lunghi tempi di storage, causati dai portatori minoritari (presenti nei transistori bipolari).
Ma, forse, la maniera migliore per prendere contatto con questo componente è quella di dare un'occhiata alla produzione più significativa del mercato.

Tanti modelli di MOSFET

Una sintesi dei modelli in produzione, da parte delle più importanti case costruttrici, è presentata in *Tabella 1*. Essa permette di osservare i principali parametri e di cogliere facilmente le caratteristiche più interessanti di ciascun dispositivo e di effettuare confronti fra un modello e l'altro.

In qualche caso non si parla di un tipo specifico ma viene rappresentata una famiglia di prodotti, di cui vengono indicati i massimi parametri di corrente e di tensione. È il caso, ad esempio, della *International Rectifier* con la sua linea di HEXFET a cella esagonale, incapsulati in TO-3. Le correnti di picco sono, rispettivamente, di 56 A e di 25 A. Secondo un recente accordo, tutta la linea di prodotti viene fabbricata anche dalla *Unitrode*, che costituisce la "second source" o fornitore alternativo ufficiale.

Interessante è anche la famiglia della *RCA*, in quanto è in grado di essere pilotata con ridotte tensioni di gate, compatibili con le famiglie logiche standard che lavorano a 5 V. La cosa è resa possibile dalla riduzione dello spessore dell'ossido sull'elettrodo di gate, normalmente intorno ai 1000 Ångstrom, ad un valore di 500 Ångstrom cioè la metà ($1\,\text{Å} = 10^{-10}\,\text{m}$). Altre case intendono utilizzare questa tecnologia "submicrometrica", come la giapponese *Hitachi* o la tedesca *Siemens*.

La *Siliconix*, una delle case specializzate in questo tipo di componenti da lungo tempo, sostiene di offrire sul mercato i dispositivi con i più elevati parametri di corrente, tensione e potenza. Il modello VNTO13A è capace di produrre impulsi di corrente di ben 112 A, mentre il modello VNP006A è in grado di sopportare una tensione di 40 V fra gate e source, consentendo una buona protezione ai transitori, oltre che al pieno pilotaggio ben dentro ai limiti operativi. Gli ultimi due dispositivi della casa citata, il MOD100 e il MOD500, possono essere forniti anche in unità

Simulazione al calcolatore del campo elettrico in un transistore di potenza MOS SGS.

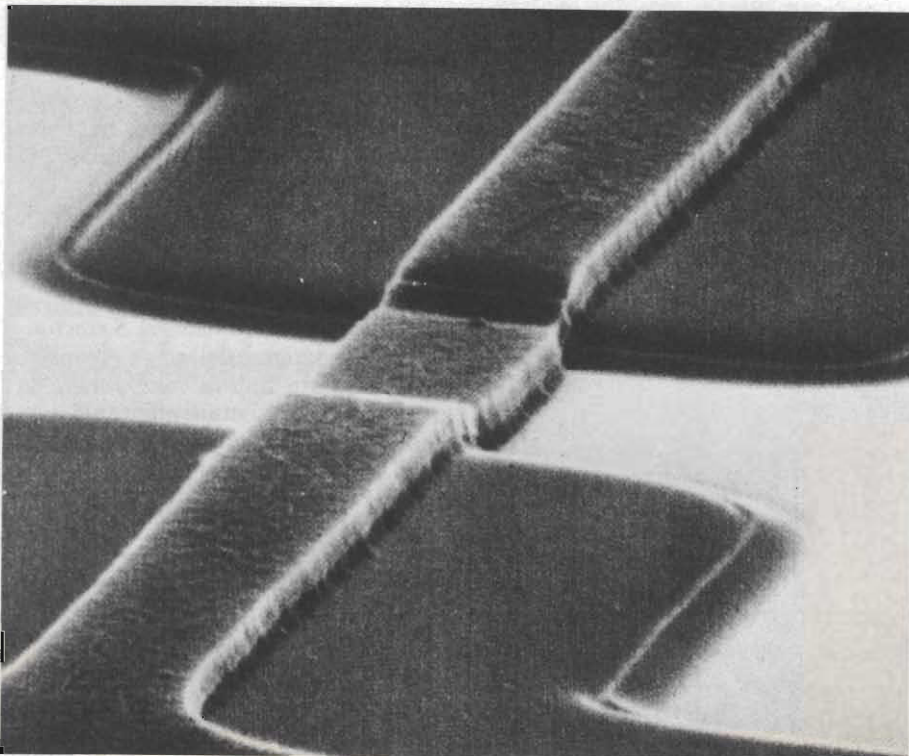
Tabella 1 - MOSFET di potenza delle principali case.

Casa	Sigla	Idir Arms	Vinv (V)	Rdir (Ω)	Pdiss (W)
International	Linea	14	60	0,18	
Rectif. Hexfet	12	500	0,4		
Siemens	BUZ72	10[1]	100	0,2	
			500		
RCA	5 V	1	200		
	Family	12	100	0,2	
Siliconix	VNT013A	12	650	0,55	176
	VNE003A	60	100	0,035	
	VNP006A	20	500	0,3	250
MOD100	39	100			
	MOD500	14	500		175
Solitron	SFN02201	3	400		
	/06	8	60		
Motorola	MTE200N05	200	50	0,009	
	MTE120N20	120	200	0,024	
	MTE100N05	100	50	0,018	
	MTE60N20	60	200	0,048	
General Electric	D86DK1	14	50	0,18	75
	D86DR2	4,5	500	1,5	75

NOTE:
1 Valore di picco

BIPOLARI E MOSFET

Fig. 1 - Il grafico mostra l'andamento delle correnti di drain ottenibili, a partire dall'introduzione dei MOSFET di potenza.

Immagine al microscopio elettronico di una struttura di transistore MOS SGS da circa 1 μm, ottenuta con la tecnologia ai siliciuri.

contenenti fino a 4 dispositivi, permettendo di incrementare la potenza, a parità degli altri parametri. Il tipo quadruplo, utile per pilotare motori in configurazione a ponte, può dissipare 350 W, a 25°C.

A proposito di potenza, e quindi di corrente diretta, essa è andata rapidamente aumentando, in questi primi anni di vita dei MOSFET di potenza, come si può ben vedere dal grafico di *figura 1*. L'aumento è stato ottenuto sia ponendo diversi elementi in parallelo su di un dissipatore comune che realizzando chip di superficie maggiore.

Il contributo apportato dalla *Motorola* allo "stato dell'arte" è significativo e segue due diversi filoni tecnologici. Uno è costituito da un package innovativo, denominato dalla casa "Energy Management", che consente un efficiente scambio termico. Esso consiste in un blocchetto, a base quadrata, di circa 30 mm di lato e 20 mm di altezza; possiede terminali ad innesto a bassa induttanza; è in grado di dissipare 500 W a 25 °C, presentando una resistenza termica di 4 W/°C.

Il secondo apporto tecnologico è rappresentato dalla resistenza ohmica di conduzione $R_{DS\ (on)}$ eccezionalmente bassa dei MOSFET citati; esiste una linea "low cost" (ultimi due tipi in tabella) con valori di resistenza ancora ottimi.

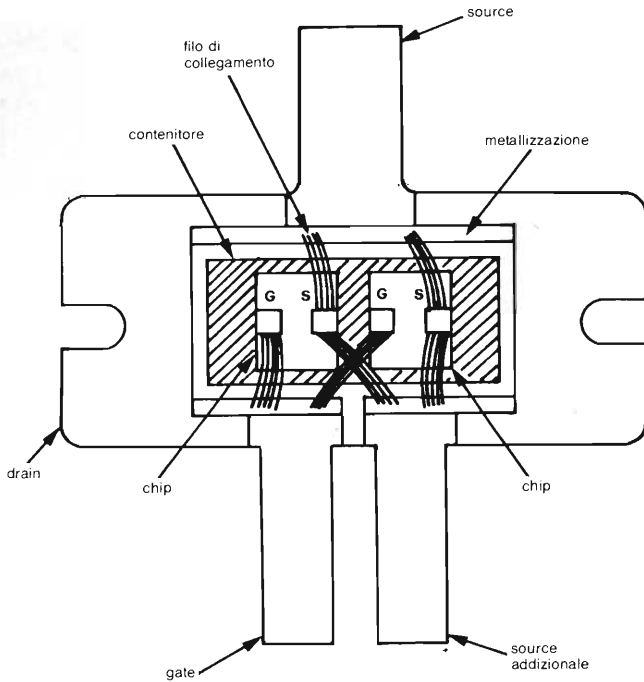
Tutti i dispositivi utilizzano il citato contenitore "Energy Management". Il prezzo pagato per la bassissima resistenza è costituito dalle tensioni inverse, non eccezionalmente alte. Ciò è giustificato dalla legge teorica che lega questi due parametri: la resistenza varia, infatti, secondo la (2, 6)ª potenza della tensione inversa. Come si vede le due richieste sono contrastanti fra loro. La Motorola, comunque, produce MOSFET di potenza che arrivano a 1000 V/1 A (case TO-220), e la *Hitachi* prevede di raggiungere i 1200 V.

Caratteristiche e tecnologie: un binomio inscindibile

Per ottenere le prestazioni richieste dal mercato, le case costruttrici sviluppano metodi di fabbricazione adatti allo scopo: si può dire che dietro ogni miglioramento di qualche parametro c'è una tecnologia studiata ad hoc.

Ad esempio la *Motorola* ha ottenuto resistenze di conduzione Rds (on) molto basse, attraverso un'ottimizzazione della configurazione strutturale dei chip, curandone la geometria e ponendo diversi elementi in parallelo su di un substrato comune. Per eliminare le oscillazioni parassite, che questa configurazione comportava, sono stati inseriti dei resistori di smorzamento sul gate di ciascun elemento.

Una tecnica simile è stata utilizzata dai ricercatori dell'*University of California National Laboratory* assieme a quelli del *Los Alamos National Laboratory*, che hanno utilizzato dei chip IRFC440, della International Rectifier, in congiunzione ad un package speciale per microonde, di tipo "strip line".

Come si può vedere (*figura 2*), nel suddetto contenitore sono stati posti due chip in parallelo. I risultati sono sorprendenti: durante prove sperimentali sono state raggiunte velocità di commutazione di 1,3 ns con tensioni di 400 V, in carico di 50 Ω e correnti di picco (per ciascun MOSFET) di 145 A. Le prestazioni di velocità sono consentite dalla bassa induttanza del contenitore e dei suoi elettrodi e dalla suddivisione in tanti sottilissimi fili (2 mil di diametro, cioè 5/1000 di mm) per collegare i chip ai terminali esterni.

Parliamo ora di un altro parametro molto richiesto, la capacità di sopportare elevate tensioni di breakdown. Esso viene ottenuto mediante l'uso di tre diverse tecnologie.

Nella prima di queste, un elettrodo di campo (field plate) distribuisce la regione di svuotamento intorno alla zona fra corpo del semiconduttore e drain. Nella seconda, invece, anelli flottanti di diffusione nel corpo distribuiscono la tensione fra le regioni di source e drain. Come si vede, le due tecnologie sono concettualmente simili. La terza tecnica, poco usata, è denominata terminazione ad "etched field".

In tutti e tre i metodi citati le tensioni inverse sono governate dalla caratteristica della giunzione corpo-drain del dispositivo.

Fig. 2 - Per ottenere un aumento di potenza sono stati posti due chip in parallelo in un contenitore speciale per alta frequenza (strip-line). Per tenere bassa l'induttanza sono stati usati diversi fili sottili in parallelo.

Linea di assemblaggio meccanizzata (SGS Singapore).

BIPOLARI E MOSFET

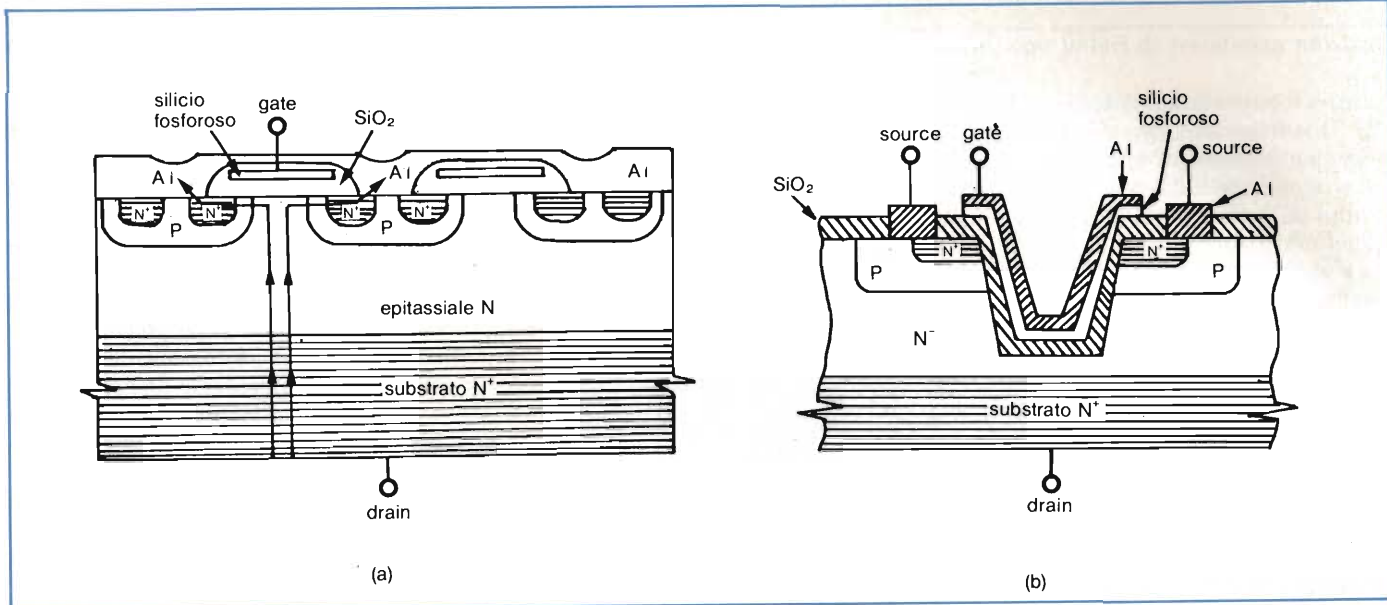
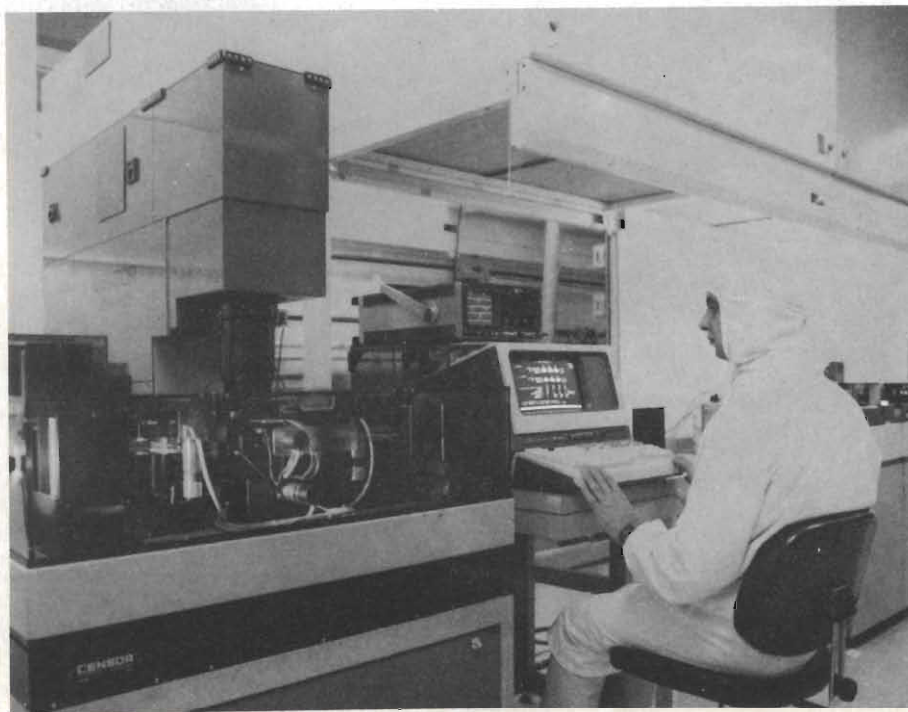



Fig. 3 - Differenza strutturale dei MOSFET di tipo DMOS e quelli di tipo VMOS. Nei primi (a) il gate è planare mentre i secondi (b) hanno il gate costituito da un solco a V.

Macchina "direct stepper" per la fotoesposizione dei wafer allo stabilimento SGS di Agrate.

Tanti nomi per due tecnologie di base: DMOS e VMOS

Malgrado ogni casa denomini con proprie sigle le tecnologie applicate ai suoi prodotti, esistono due metodi di fabbricazione per i dispositivi MOS di potenza: il *DMOS* e il *VMOS*. La differenza fra le due tecnologie (*figura 3*) è costituita dalla struttura del gate, che è planare nel DMOS, e costituita da un solco a V (di qui il nome) nel VMOS. Ognuno dei due metodi ha i suoi "pro e contro" ma, per il momento, il più promettente, e quindi il più diffuso, è il DMOS.

Qualche casa costruttrice usa diverse denominazioni; ad esempio la International Rectifier adopera il marchio registrato "HEXFET", mentre la *Motorola* fa riferimento al termine TMOS (*figura 4*).

Una delle caratteristiche positive del metodo DMOS è la capacità di sopportare elevate tensioni di breakdown; nei dispositivi VMOS infatti, la struttura del solco determina una forte concentrazione del campo elettrico fra drain e gate e, allo stesso tempo, si sviluppa una tendenza dello strato di ossido di gate ad assottigliarsi. La combinazione di questi due effetti causa il breakdown, limitando le prestazioni alle tensioni più elevate.

Alcune case, affezionate al VMOS, hanno posto un parziale rimedio appiattendo il fondo del solco, che diventa ad U anziché a V, tanto per intenderci. La *Siliconix*, con questo sistema che arresta il processo di incisione mentre il solco è ancora abbastanza largo, ha ottenuto dispositivi che sopportano tensioni inverse di circa 500 V.

Purtroppo, come già accennato in precedenza, all'aumentare della tensione di breakdown aumenta, ancor più rapidamente, la resistenza di conduzione. Questo è un parametro molto critico, se il MOSFET deve lavorare come interruttore e le correnti in gioco

SGE - SYSCOM S.P.A.

20092 Cinisello B. (Mi), Via Gran Sasso, 35 - tel. 02/61.89.159 - 61.89.251/2/3 - telex 330118

AGENTE △ DISTRIBUTORE ■

Piemonte
△ ■ **CEDIMEL** - Via Ceva, 48 - 10144 Torino - Tel. 011/472845
△ ■ **E.C.R.** - C.so Giulio Cesare, 17 - 10154 Torino - Tel. 011/858430

Veneto
△ **PRAVISANI Giacomo** - Via Arsa, 6 - 35100 Padova - Tel. 049/663730

Emilia - Romagna
△ **MOTOLA Maurizio** - Via Fattori, 28/D - 40133 Bologna - Tel. 051/382629
■ **EMMEPI** - Via Fattori, 28/D - 40133 Bologna - Tel. 051/382629

Toscana
△ ■ **DIS.CO.** - Via Scipio Sighele, 56 - 50134 Firenze - Tel. 055/486895

Marche - Umbria - Abruzzo
△ **MIANDRO Osvaldo** - Via Colombo, 222 - 62012 Civitanova Marche (MC) Tel. 0733/70474

Lazio
△ **ANDREUCCI Renzo** - Via Torre Argentina, 47 - 00186 Roma - Tel. 06/6568998
■ **RADIO ARGENTINA** - Via Torre Argentina, 47 - 00186 Roma - Tel. 06/6568998

Per informazioni indicare **Rif. P 7** sul tagliando

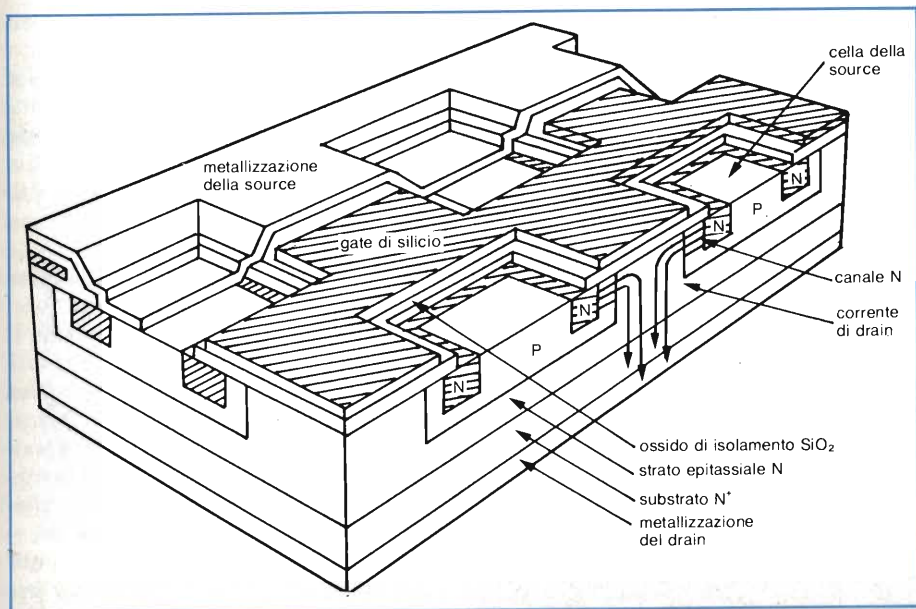
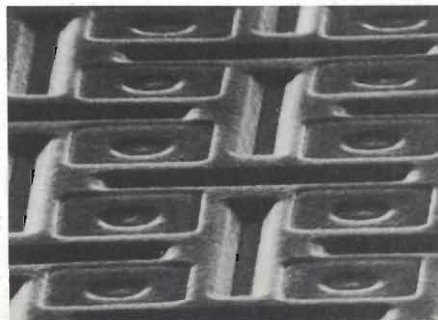



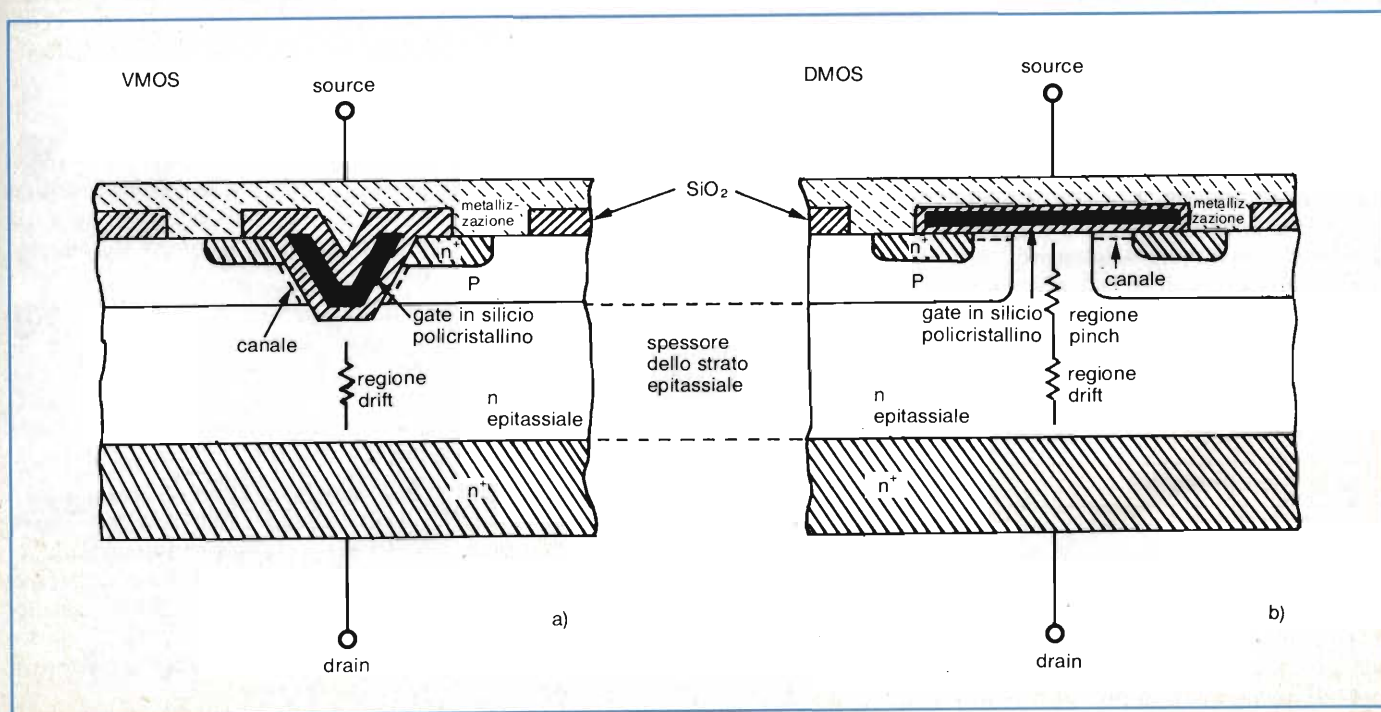
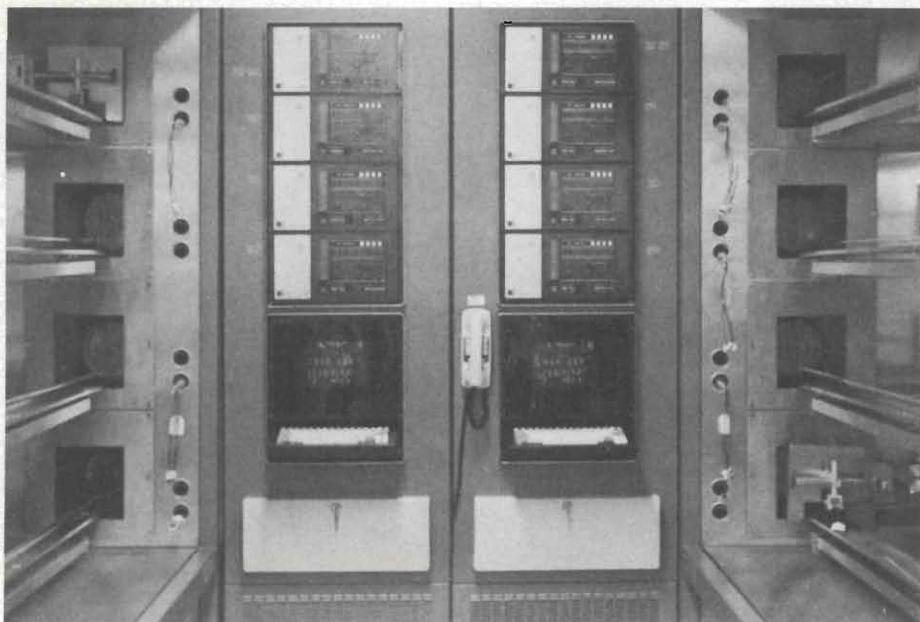
Fig. 4 - Sezione di un dispositivo TMOS della Motorola, corrispondente alla tecnologia DMOS.

Transistore MOS della Siliconix con solco a V. Ingrandimento 2000 volte del chip.

sono abbastanza alte. Inoltre, le cose peggiorano a temperature elevate; l'unica scappatoia consiste nel produrre dispositivi con chip di silicio di grande superficie.

A questo punto i sostenitori del VMOS (come la già citata Siliconix) proclamano che questa tecnologia non richiede chip così grandi come quelli della rivale DMOS, il che si traduce in costi inferiori. Non solo, addirittura si passa al contrattacco con due validi argomenti.

La tecnologia DMOS, sempre secondo la *Siliconix*, soffre di una regione dove si ha un effetto di pinch (pinch region), la quale aumenta la resistenza globale (*figura 5*). Di qui, la necessità di usare chip più grandi del 10 % alle alte tensioni (400 V) e fino al 50 % a tensioni più basse (30 V).

Il secondo argomento afferma che il metodo DMOS presenterebbe un effetto di concentrazione delle cariche elettriche, conosciuto come effetto parassita JFET: la regione di pinch si restrin-

Fig. 5 - Confronto fra VMOS (a) e DMOS (b) per quanto riguarda l'effetto pinch. Nei dispositivi DMOS la regione di pinch si instaura mediante l'aumento della tensione fra drain e source, che limita la corrente in uscita.

BIPOLARI E MOSFET

Forni di diffusione da 5", controllati con microcomputer (stabilimenti SGS di Catania).

P, consentendo di ottenere basse resistenze di conduzione.

La spiegazione ci viene data dalla fisica dei semiconduttori: nei dispositivi a canale N, le cariche maggioritarie sono costituite da *elettroni*, in quelli a canale P da *lacune*. Poiché queste ultime possiedono una mobilità più bassa di quella degli elettroni, ne consegue che il silicio P presenta una maggior resistività.

La richiesta di MOSFET a canale P è, comunque, consistente in quanto è molto comodo, per i progettisti, poter impiegare in determinate configurazioni circuitali entrambe le polarità (situazione analoga alle coppie in simmetria complementare dei transistori bipolari).

Un tipico circuito di uso generale, utilizzato in sistemi di commutazione per alimentatori, convertitori continua-

gerebbe con l'aumentare della tensione drain-source (Vds), diminuendo la corrente in uscita.

Nei VMOS tale effetto è molto meno marcato, in quanto la geometria stessa fa si che la corrente sia cortocircuitata attraverso la "pinch region".

I portabandiera del DMOS non potevano certo stare inerti, sotto questi duri attacchi della concorrenza.

La *Motorola* ha recentemente annunciato (novembre '84) l'uscita della linea TMOS III, caratterizzata da dimensioni ridotte del chip, rispetto alle precedenti famiglie TMOS I e TMOS II, oltre che da minori resistenze di conduzione. Per dispositivi fino a 200 V, il lato del chip della linea TMOS III è di 96 mils, rispetto ai 150 mils della prima generazione, una riduzione del 35%.

Canale P o canale N?

La quasi totalità dei MOSFET di potenza sul mercato sono a canale N. I costruttori, infatti, preferiscono usare tale tecnologia in quanto la resistività, per una data area di silicio, è circa la metà di quella di un materiale drogato

ULTIME DALLA SGS-ATES ULTIME DALLA SGS-ATES ULTIME

Tre tecnologie in un chip

Tutti i maggiori costruttori di dispositivi a semiconduttori stanno cercando di ottenere da un chip *potenza* e *velocità*, come dire, riunire in un singolo chip le tecnologie *bipolari* e *MOSFET*. La *SGS* è riuscita per prima a realizzare una produzione di questi dispositivi.

Il nuovo processo, che incorpora in un unico chip dispositivi bipolari lineari, CMOS e D-MOS, a doppia diffusione, è stato chiamato dai ricercatori della SGS, *MULTIPOWER BCD*. Lo scopo finale è comunque riuscire ad integrare dispositivi D-MOS a rendimento elevato allo scopo di poter realizzare integrati capaci di fornire potenze sull'ordine dei 400 W, a basse perdite (bassa dissipazione), allo scopo di poterli inserire in contenitori standard a più terminali.

Il fatto che ha destato stupore è che per realizzare questi nuovi dispositivi non si è inventata una nuova tecnologia ma sono state impiegate con molta accortezza, le tecnologie standard, iniziando cioè con il sistema classico di isolamento, attuato con giunzioni bipolari, seguito dalle solite fasi con le quali vengono prodotti gli strati "sepolti" (buried-layers) e terminando con il processo D-MOS per la formazione del gate di silicio, un processo questo correntemente impiegato nella fabbricazione di dispositivi discreti standard MOS di potenza.

L'originalità di questo nuovo processo di fabbricazione è stata l'abilità dei ricercatori i quali sono riusciti ad incorporare in uno stesso chip "componenti" a bassa e ad alta tensione. È risaputo infatti che nei normali circuiti integrati, la capacità di sopportare valori di tensione elevati dipende principalmente dallo *spessore* dello strato epitassiale il quale ha lo stesso valore sia per i dispositivi a basso segnale che per quelli di potenza formati nel chip.

Il nuovo processo *Multipower BCD* è riuscito a realizzare strutture D-MOS laterali per tensioni elevate, aventi le normali dimensioni dei dispositivi bipolari lineari per basse tensioni.

Si è riuscito pertanto a "mescolare" in uno stesso chip circuiti logici CMOS ad elevata densità, circuiti lineari bipolari ad elevata precisione, dispositivi di potenza D-MOS a struttura verticale molto efficenti, ed infine, dispositivi D-MOS a struttura laterale per alte tensioni.

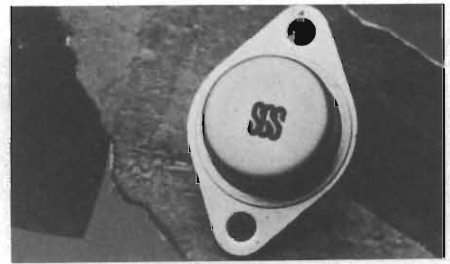
alternata, controllo motori ecc. è il "totem pole" a due transistori MOSFET.

Se entrambi sono a canale N, è necessario un isolamento fra i circuiti di pilotaggio delle rispettive gate che si ottiene, a prezzo di maggiori complicazioni circuitali e costi, con accoppiamenti ottici, a trasformatore o con circuiti di "bootstrap". Queste tecniche hanno ulteriori inconvenienti, quali la limitazione del duty cycle (ciclo di utilizzazione) e sono soggette ai disturbi.

Utilizzando una coppia canale P - canale N, il circuito di pilotaggio si semplifica poiché i segnali possono essere riferiti alle tensioni di alimentazione positiva e negativa. Se poi la tensione è inferiore ai 20 V circa, le due gate possono essere collegate assieme e pilotate da segnali riferiti, indifferentemente, a qualsiasi polarità dell'alimentatore. Le prime case ad introdurre i MOSFET a canale P sul mercato sono state la *International Rectifier*, la *Motorola* e la *Supertex*. Di quest'ultima segnaliamo un paio di dispositivi a canale P.

Il primo è siglato TP02L ed ha una resistenza di conduzione di 2 Ω, misurati a 10 V. È realizzato con tecnica DMOS e può pilotare carichi di 1,7 A, in package TO-39; sopporta correnti di picco fino a 4,6 A, alla tensione massima di 40 V. Questo MOSFET possiede due buone qualità: la bassa tensione di soglia (2,4 V), che lo rende adatto ad essere pilotato da famiglie logiche standard a 5 V, e l'alta velocità di commutazione di 20 ns.

L'altro dispositivo è ancora più veloce, avendo tempi di commutazione di 10 ns ma, a causa della più ridotta superficie del chip, possiede una resistenza diretta maggiore, 4Ω.

■

I dispositivi MOS di potenza sono i componenti più recenti della gamma dei semiconduttori prodotti dalla SGS.

SGS-ATES ULTIME DALLA SGS-ATES ULTIME DALLA SGS-ATES ULTIME DALLA SGS-ATES

Nella versione più semplice, questo nuovo processo richiede solo 10 fasi di mascheratura. Portandole a 14, sarà possibile realizzare anche transistori a canale n, e di conseguenza, strutture CMOS molto compatte, transistori con canale p per alte tensioni, transistori npn a guadagno elevato e relative interconnessioni su più strati.

Fino ad oggi, la SGS ha realizzato un circuito a ponte con struttura a H, D-MOS da 60 V per l'impiego nel settore auto. Le prossime due fasi prevedono di portare la tensione di lavoro rispettivamente a 250 V e a 400 V. I primi due tipi di questo nuovo componente saranno pronti a giugno di quest'anno. Gli immediati impieghi previsti saranno: un driver intelligente per motori in continua, un convertitore cc/cc ed un driver a commutazione per motori. ■

Fig. A - Combinando la tecnologia lineare bipolare con quella D-MOS con gate al silicio, tecnologie impiegate correttamente per realizzare i relativi componenti discreti, la SGS è riuscita ad incorporare in uno stesso chip, transistori di potenza il cui strato epitassiale ha uno spessore non superiore a quello normalmente utilizzato dai transistori lineari bipolari.

ISO 203
L8330
MCT 6
L8402

...atori optoelettronici ... spazio.

BIPOLARI DI POTENZA

Tecnologie e caratteristiche

Nel campo delle grandi potenze, i tiristori sono imbattibili, ma nel settore delle medie potenze, il miglior dispositivo resta, per il momento, il transistore bipolare.
Oltre ad essere stato "rivitalizzato" con nuove tecnologie, il transistore bipolare offre, rispetto al suo rivale MOSFET, una minor resistenza di conduzione, e quindi, una più bassa caduta di tensione, ed un minor costo. I progettisti hanno imparato bene ad usarlo e sono quindi restii a passare ad un altro tipo di componente che richiede tecniche circuitali sostanzialmente diverse.

Nicola Cruniamelli

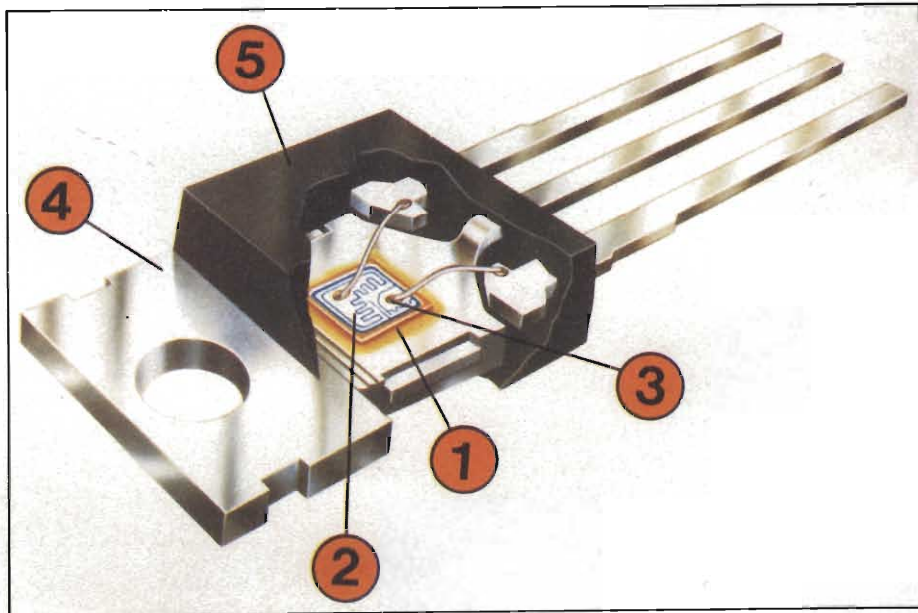
Fino agli inizi degli anni '80 il transistore bipolare, sia in versione semplice che darlington, era, in pratica, l'unico componente a disposizione dei progettisti per le applicazioni di media potenza. Infatti, come si può vedere in *figura 1*, che illustra le "pietre miliari" dei dispositivi a stato solido di potenza, il più diretto concorrente, il MOSFET, è apparso sul mercato solo in tale data.

Il transistore bipolare presenta, indubbiamente, delle caratteristiche positive. Una di queste è rappresentata dalla bassa tensione di saturazione, che consente di tenere bassa anche la dissipazione, di conseguenza riducendo le perdite di potenza. Inoltre, a parità di parametri, il transistore bipolare ha un costo inferiore ai MOSFET. Qualora questi due fattori positivi non bastassero, da soli, a giustificare questa affermazione va anche considerata la naturale riluttanza, da parte dei progettisti, ad abbandonare un dispositivo col quale si sono fatti una buona esperienza circuitale.

In definitiva, anche se i MOSFET guadagneranno quote di mercato maggiori di quelle attuali nei prossimi anni, il transistore bipolare manterrà, ancora per parecchio tempo, il predominio. Il grafico di *figura 2* lo conferma, mostrando una previsione di mercato secondo la quale, nel 1988, i MOSFET di potenza avranno una quota di vendite del 30% del totale, lasciando il rimanente 70% ai transistori bipolari.

I bipolari commutano anche centinaia di ampere

Consultando le specifiche dei costruttori specializzati in dispositivi di potenza, si scopre che esistono sul mercato "mostri" capaci di trattare carichi di centinaia di ampere (*tabella 1*). Le potenze dissipabili sono pure impressionanti: si arriva a 1500 W, cui corrisponde una potenza commutabile di

Transistore di potenza PHILIPS in contenitore TO-220. In questo tipo di contenitore possono essere ospitati anche chip di darlington monolitici di potenza. 1 = saldatura eutettica del chip al supporto dei terminali. 2 = rivestimento protettivo (passivazione) della superficie del chip. 3 = fissaggio mediante ultrasuoni dei fili di collegamento sulle relative piazzuole del chip. 4 = basamento di rame che serve per il fissaggio e come radiatore di calore del dispositivo. 5 = incapsulamento in silicone puro.

BIPOLARI E MOSFET

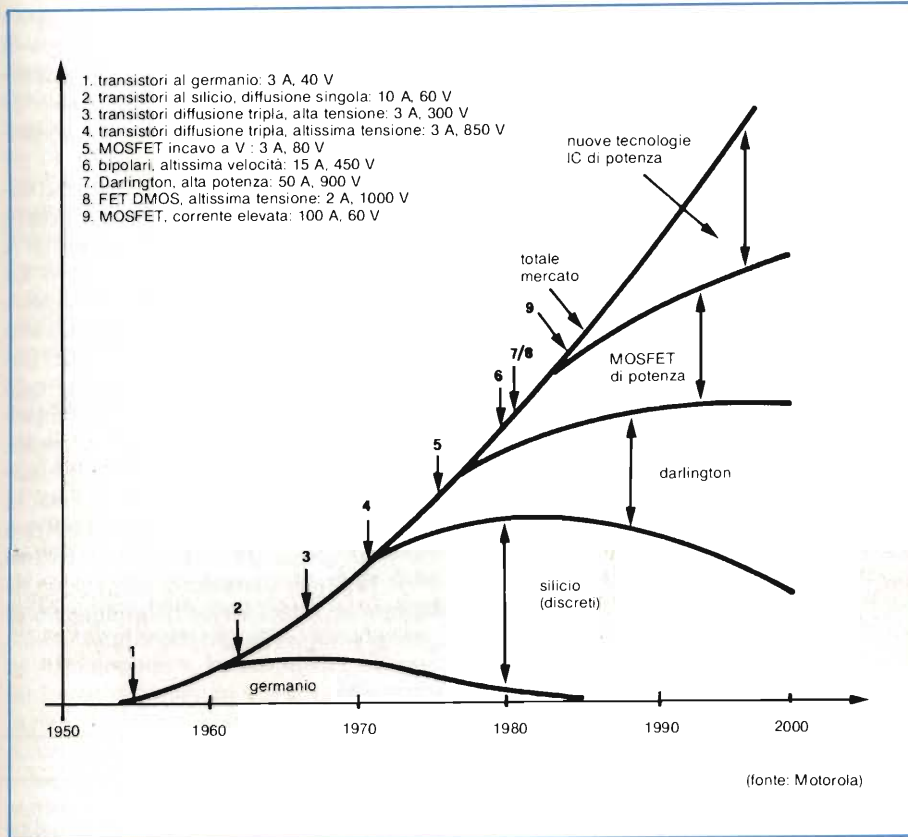



Fig. 1 - Le pietre miliari dei dispositivi di potenza a stato solido. Fino al 1980 non c'era alternativa ai transistori bipolari (introduzione dei MOSFET di potenza elevata).

Per quanto riguarda la velocità di commutazione, i transistori bipolari di potenza non godono buona fama. Le nuove tecnologie hanno smentito questo binomio potenza-lentezza; ad esempio il già citato WT5705 ha dei tempi di commutazione più che rispettabili: 1 μs per andare in conduzione (T_{on}), 1,5 μs di storage (T_{st}) e 2 μs per andare in interdizione (T_{off}).

Bipolari per medie potenze

Abbandoniamo il campo specializzato delle altissime potenze per parlare di dispositivi adatti per applicazioni più generalizzate, con correnti di carico dell'ordine delle decine di ampere, tanto per intenderci. Anche qui presentiamo una "summa" dei dispositivi più rilevanti sul mercato (*tabella 2*).

ben 150 kW (modello WT5705 della Westcode). Il transistore è venduto in un package metallico, che costituisce il collegamento di collettore, di 61 mm di lato, da avvitare a dissipatori esterni.

La resistenza termica fra contenitore e chip è molto bassa, 0,1 °C/W. Una resistenza termica ancora inferiore è offerta da contenitori "hockey puck" (simili a dischi per hockey), usati dalla stessa casa per una linea di componenti che tocca i 100 kW commutabili; con un diametro di 51 mm, hanno una resistenza di soli 0,06°C/W.

Un altro tipo di contenitore, ad alta efficienza termica, è quello del modello PT2524, della Power Tech., che dissipa 625 W a 25°C, oppure 400 W a 100°C, con un package avente base in rame di 38 mm di lato e soli 28 mm di altezza. Come si vede le case costruttrici annettono molta importanza allo studio di packages molto efficienti termicamente.

L'ultimo dispositivo citato si fa notare per la sua tensione di saturazione, assai bassa, di soli 0,8 V, in questo superato soltanto da un altro componente della stessa casa ma di potenza inferiore. Si tratta del modello PT3527, con tensione di saturazione di 0,5V.

Tabella 1 - Transistori bipolari di altissima potenza.

Casa	Sigla	P diss W	Corr. A_{rms}	Tens. inv. V	Tens. sat. V
Westcode	WT5705 WT4752	1500	300 200	500 1000	1 (200A)
Westing-house	D7ST-20 D60T-90	3000 885	200 90	400 350	
Powertech	PT2524 PT3527	625[1] 325[1]	100 20	450 800	0,8 (100A) 0,5(20A)
[1)] a 25°C					

Tabella 2 - Transistori bipolari per potenze medio-alte.

Casa	Sigla	P diss W	Corr. A_{rms}	Tens. inv. V	Tens. sat. V
Solitron	SDT96301 SDT96304		100[1] 70[1]	140 325	1,8(70A) 2(40A)
Semicoa	SCA14075 SCA14074	250[2]	70	120	1,5(50A)
RCA	BUX31B 2N6688		4 25	1000 300	1(4A) 1,5(25A)
Motorola	MJ16018	175	10	800	1,5(10 A)
SGS	BUR51 BUR52	350[2] 350[2]	60 60	200 250	1(30A) 1(25A)

NOTE:
1 Corrente di picco
2 A 25°C

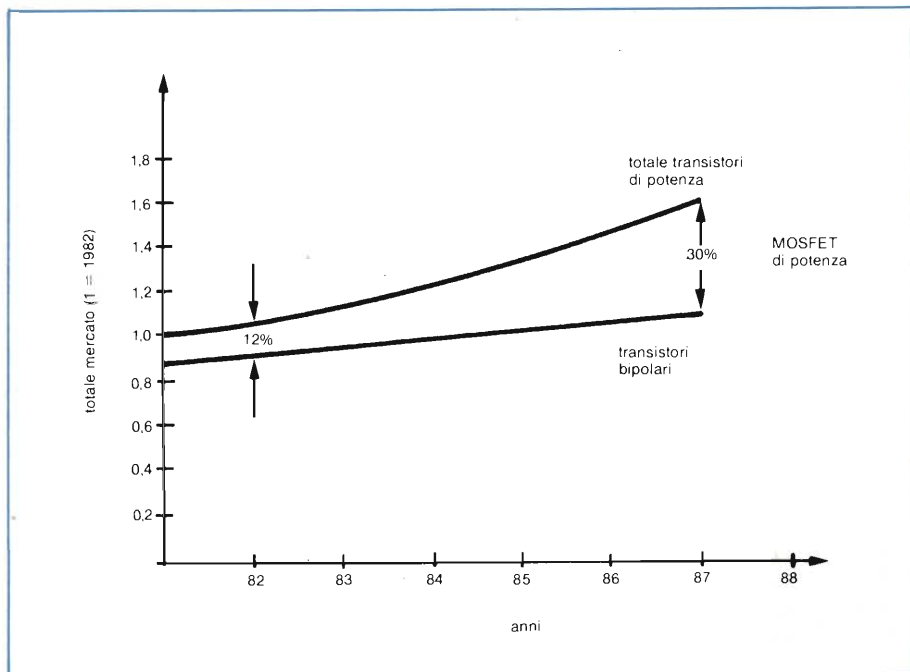



Fig. 2 - Nei prossimi anni i Mosfet di potenza aumenteranno la loro quota di mercato, ma la supremazia sarà conservata dai transistori bipolari.

sue doti "velocistiche": tempi di salita e discesa intorno agli 0,4 μs e tempo di storage di 3 μs. Valori analoghi possiede il modello citato della Motorola: solo il tempo di discesa è leggermente superiore (0,65 μs).

Una citazione merita la *Semicoa*, casa specializzata in transistori bipolari. Il suo modello SCA14074 supera i 100 A di picco, pur con il contenitore TO-3. La tensione di saturazione è di 1,5 V a 50 A e di 2 V a 70 A. I due valori citati sono stati ottenuti con guadagni (beta) forzati a 10 ed a 5 con i circuiti di test: tale prassi è considerata uno standard nelle specifiche dei dispositivi di potenza. Un'eccezione a quanto detto è costituita dai modelli BUR51/52, della SGS, la cui tensione di saturazione è riferita a valori di guadagno rispettivamente di 15 e 12,5 che denotano, comunque, le buone caratteristiche di guadagno di questi componenti.

Moduli di potenza Westinghouse 50 A/1000 V. Sono formati anch'essi da strutture darlington singole oppure doppie a seconda delle potenze richieste.

Quasi tutti i dispositivi citati sono incapsulati nei popolari contenitori TO-3 oppure TO-63, veri e propri cavalli di battaglia.

Segnaliamo un paio di transistori con elevata tensione inversa di collettore: il modello MJ16018 (Motorola) da 800 V ed il BUX31B (RCA) con ben 1000 V di tensione inversa. Quest'ultimo dispositivo si distingue anche per le

Nuove tecnologie a confronto

I fabbricanti di transistori bipolari di potenza cercano di migliorare le loro linee di prodotti ricorrendo a tecnologie sempre nuove.

Prendiamo, ad esempio, la *RCA*, i cui dispositivi citati in *tabella 2* appartengono alla linea denominata "Switch-

max". Le ottime caratteristiche di questi transistori dipendono da vari accorgimenti costruttivi, come l'uso del rame nei conduttori di base e di emettitore per tenere bassa la caduta di tensione su questi elettrodi. Il chip di silicio, inoltre, viene rivestito, tramite evaporazione, con metalli ad alta conducibilità (alluminio, titanio, nickel) sulla faccia che costituisce il collettore.

Quest'ultimo è costruito su di un substrato, sul quale vengono fatti crescere tre strati epitassiali. Lo strato inferiore, a bassa resistività, minimizza la tensione di saturazione ($V_{ce\ sat}$) e permette al transistore di sopportare i picchi di tensione inversa che si manifestano con i carichi induttivi. Anche il secondo strato ha caratteristiche simili di resistività; durante la commutazione allo stato di interdizione, la base, sotto un effetto di "pinch-off" si allarga fino a raggiungere questo secondo strato, che sopporta, in tal modo, l'intera tensione inversa. In queste condizioni la densità di corrente si aggira sui 1000 A/cm².

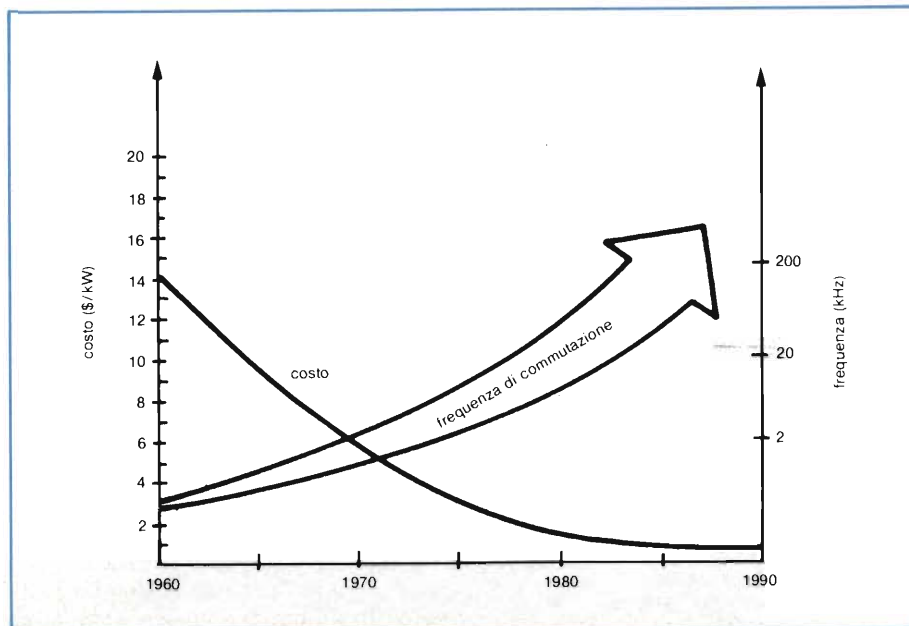
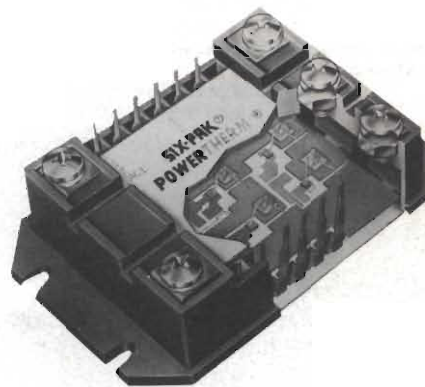
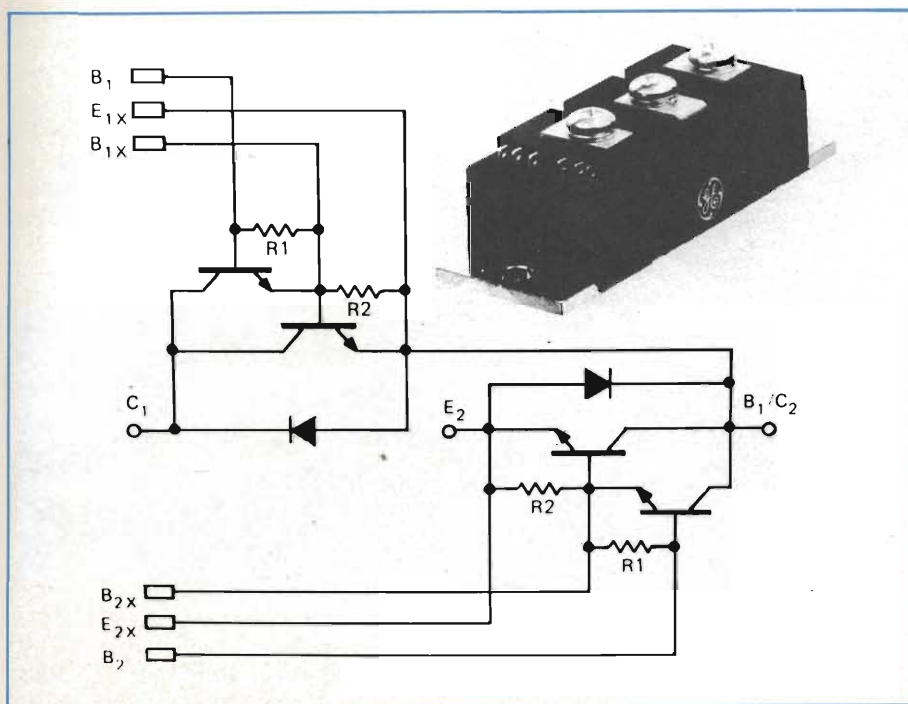
Lo strato superiore del collettore presenta, invece, un'alta resistività, consentendo di sopportare alti livelli di tensione inversa. La base viene drogata con boro 11, mediante una tecnologia ad impianto di ioni che permette di ottenere livelli di drogaggio uniformi e, soprattutto, ripetibili (costanza dei parametri di produzione). Lo spessore ottimale dello strato di base è risultato, dopo varie prove, di 40 μm.

Infine, la giunzione collettore-base viene passivata per mezzo di una tecnologia denominata SIPOS (SemiInsulating Polycristalline Oxigen-doped Silicon), consistente, come dice il nome stesso, di uno strato di isolamento controllato sui bordi della giunzione. Con il trattamento SIPOS si ottiene una distribuzione uniforme del campo elettrico, evitando cedimenti (breakdown)

Fig. 3 - Il costo per controllare un kW di potenza è sceso esponenzialmente negli ultimi 25 anni; nello stesso periodo le prestazioni sono migliorate notevolmente. La frequenza di commutazione è migliorata di un fattore 100.

Moduli di potenza della GENTRON CORPORATION. Disponibili in circuiti mezzo ponte (1/2 H), ponte intero (H), e per collegamenti trifase.

Modulo di potenza GENERAL ELECTRIC, capace di commutare 100 A a 700 V oppure 50 A a 900 V. Anche in questo caso, i transistori bipolari sono montati in circuiti darlington monolitici aventi tra collettore ed emettitore diodi veloci che funzionano da volano. Possono lavorare con impulsi PWM con frequenza fino a 20 kHz.

BIPOLARI E MOSFET

Transistori bipolari di potenza MOTOROLA. Sono darlington di potenza che sopportano una corrente continuativa di 40 A ed una tensione di 400 V.

in qualche punto più isolato di altri.

Da ultimo viene applicata una copertura in vetro contenente piombo e silicato di allumina. Questo complesso schema di passivazione è stato con successo sottoposto a prove di isolamento fino a 1500 V, alla temperatura di 150 °C.

Una trasfusione di tecnologie

Un altro metodo di fabbricazione, che la stessa *RCA* ha recentemente annunciato, è quello consistente nell'applicare le tecnologie usate nei dispositivi MOS a tutti i suoi transistori bipolari di potenza in produzione, a partire dal noto 2N3055.

Si tratta di usare i sistemi fotolitografici di tipo MOS ed il cosiddetto "cellular design", che consiste nel produrre migliaia di transistori sullo stesso chip, tutti collegati in parallelo ed ognuno con la resistenza in serie all'elettrodo di base ed emettitore, per ripartire uniformemente il carico. Il risultato di queste tecniche combinate è costituito dall'ottenimento di dispositivi molto robusti, con ottime caratteristiche di breakdown secondari e di SOAR (Safe Operating Area). Inoltre, essi presentano parametri molto lineari ed uniformi di guadagno in corrente rispetto alla corrente di collettore.

La costruzione planare, infine, migliora le prestazioni di alta tensione e semplifica il processo di passivazione. Malgrado le migliorate caratteristiche, garantite superiori ai minimi di specifica, il costo dei dispositivi non aumenterà, non solo, ma potrebbe addirittura diminuire, in quanto il processo descritto sostituisce i cinque processi attualmente usati dalla casa americana.

La tendenza alla riduzione dei costi ed al miglioramento di qualità, col passare del tempo, è una filosofia generale nel campo dei componenti elettronici, alla quale i transistori di potenza (*figura 3*) non potevano sottrarsi.

Transistori di commutazione PHILIPS per potenze intermedie. Le tensioni di lavoro possono andare da 40 V a 1500 V; le correnti da 0,5 A a 30 A.

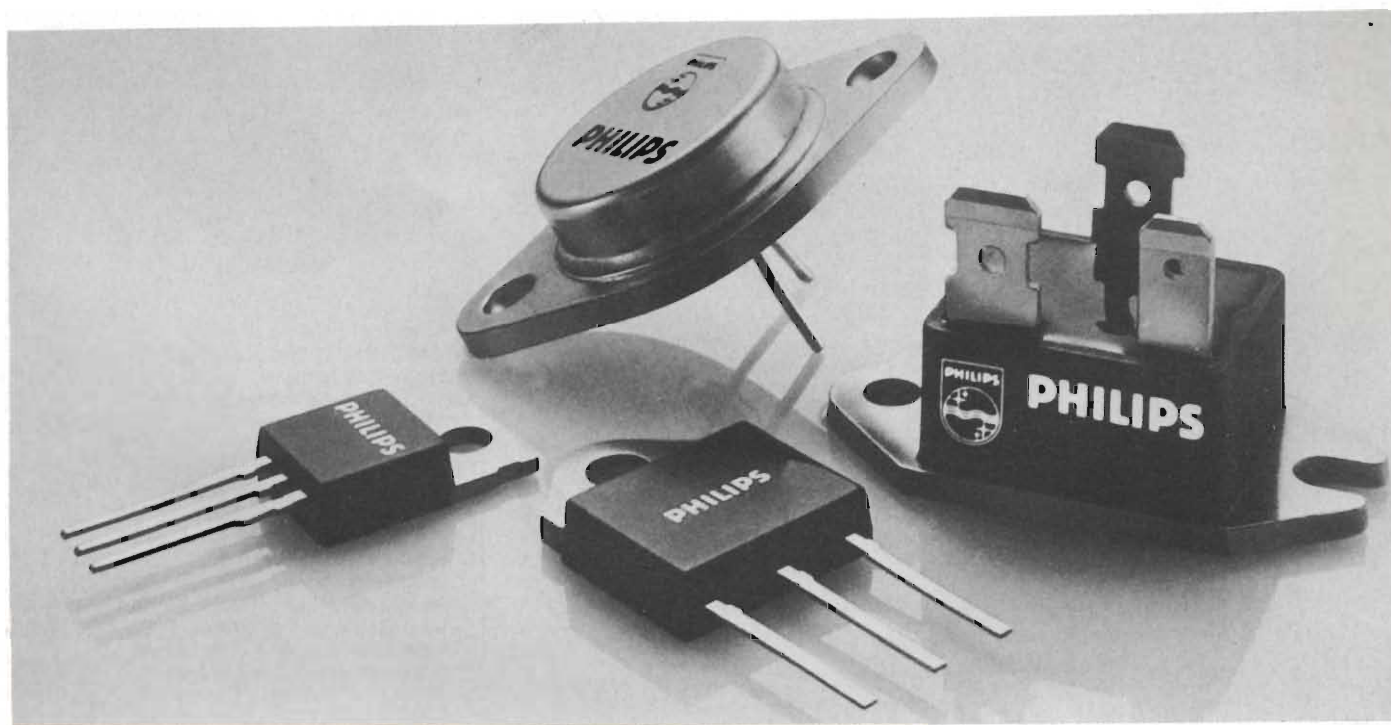
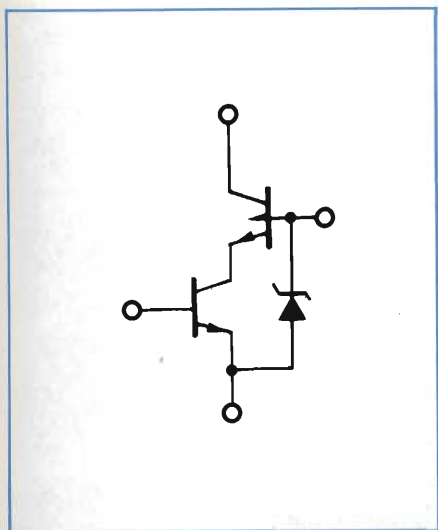
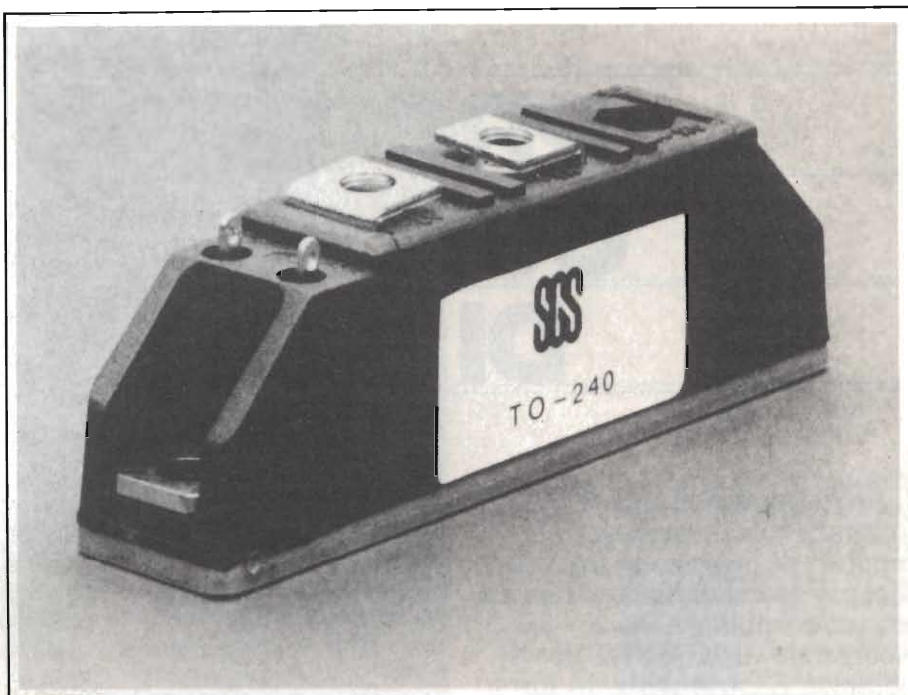



Fig. 4 - Schema elettrico interno dell'Ultraswitch, della General Semiconductor Industries. Esso è basato sulla configurazione cascode.

Modulo di potenza SGS capace di fornire una potenza d'uscita di 400 W. Si tratta di un circuito dove i transistori npn sono collegati in una figurazione darlington, mezzo ponte. Un diodo a ricupero veloce è collegato tra collettore ed emettitore. Lavora con 200 V/80A e un guadagno di 40; sopporta picchi di corrente di 200 A e dissipa 350 W. È il tipo 80DA020D.

La fotolitografia a linea sottile

Esaminiamo adesso le nuove tecnologie produttive di un'altra grande casa americana, produttrice di dispositivi a stato solido: la *Motorola*. Anch'essa, come la RCA, utilizza le più recenti tecniche di fotolitografia a linea sottile (fine-line fotolitography), ma le applica in maniera diversa. Anziché ricorrere all'approccio cellulare, la Motorola usa questo metodo per ricavare transistori con un perimetro dell'emettitore assai lungo, mediante un percorso molto tortuoso che ricava delle specie di "dita" nel chip di silicio (interdigitated emitter).

I transistori, così costruiti, possiedono caratteristiche superiori di tensione inversa e di velocità di commutazione. Accade, addirittura, che questi bipolari superino i loro fratelli MOS, fino a frequenze di 200 kHz, per quanto riguarda il guadagno (più alto) e il pilotaggio (più semplice).

Con questa tecnologia la casa intende immettere sul mercato dispositivi fino a 2000V di tensione inversa, che saranno particolarmente apprezzati dai progettisti di regolatori a commutazione (SMPS), operanti a frequenze elevate. Gli impulsi di extratensione (spikes) sono, infatti, proporzionali alle frequenze in gioco.

Gli Ultraswitch, gli ultraveloci

Una linea di prodotti, a se stante, è costituita dall'Ultraswitch, della *General Semiconductor Industries*. Si tratta di un dispositivo realizzato con processi standard, ma che presenta particolari doti di velocità.

Denominato US-1, è in grado di pilotare 20 A ad una tensione di 400 V. La cosa impressionante, si diceva, è costituita dai tempi di commutazione: 120 ns il tempo di salita, 60 ns quello di discesa, 250 ns il tempo di storage. Da notare che questi sono i valori massimi di specifica.

L'Ultraswitch è un'estensione della configurazione "cascode", introdotta dalla casa con la serie GSRU. Come si vede in *figura 4*, il transistore superiore è un bipolare espressamente progettato, che funge da unità di commutazione di potenza.

In serie a questo componente ad alta tensione, si trova un transistore molto veloce e a bassa tensione che controlla la commutazione e determina le caratteristiche di velocità.

Fra la base del transistore superiore e la massa è stato posto un diodo Zener, capace di sopportare i carichi di picco, che fornisce un percorso alla corrente di turn-off e permette al transistore di potenza di andare in interdizione.

E i transistori al germanio?

Sembrerebbe un po' nostalgico ricordare i transistori al germanio, tuttavia essi sono ancora prodotti da qualche casa specializzata in dispositivi di potenza. La loro caratteristica più apprezzabile è costituita dalla bassa tensione di saturazione, intrinseca del materiale.

La *Germanium Power Devices*, ad esempio, pone sul mercato il suo modello SC105, transistore pnp che conduce 100 A e sopporta 60 V di tensione inversa. Con un guadagno forzato a 10, alla massima corrente di carico, la tensione di saturazione è di soli 0,3 V.

La maggioranza degli analoghi dispositivi al silicio, presentano un valore di circa 1 V, a parità di condizioni di carico.

■

PROGETTARE CON I MOSFET DI POTENZA

Il progettista abituato a lavorare con i transistori bipolari di potenza si trova a disagio quando deve realizzare le stesse applicazioni ricorrendo ai MOSFET di potenza. Sicuramente, in un futuro ormai imminente, questi nuovi dispositivi, grazie alle loro caratteristiche verranno preferiti ai bipolari. Il progettista dovrà quindi prima o poi ricorrere ad essi. Questo articolo vuole dimostrare che, una volta conosciute le caratteristiche e i limiti di questi dispositivi, lavorare con loro sarà facile come con i "vecchi" bipolari.

T.C. Mc Nulty e ing. Ercole Berretta, RCA

Si nota da qualche tempo un interesse sempre più crescente nei confronti dei transistori MOS di potenza (MOSFET); ciò è dovuto alle tecnologie nuove con cui questi dispositivi vengono costruiti le quali permettono di abbassarne i prezzi, e nello stesso tempo, migliorarne le caratteristiche. Ciònonostante, in tutte le applicazioni di potenza, i transistori bipolari continuano a rimanere i padroni incontrastati. E questo, nonostante il fatto assodato che, in molti casi, i MOSFET si comportano meglio dei bipolari. Essi infatti,

- possono commutare molto più velocemente,
- richiedono un circuito di comando molto più semplice,
- non sono soggetti all'inconveniente della seconda-rottura (second-breakdown),
- se ne può collegare molti in parallelo senza incontrare difficoltà,
- presentano un guadagno stabile e una risposta in frequenza, costanti entro un'ampia gamma di temperatura di lavoro.

Ripartizione della temperatura sulla superficie del cristallo di un transistore bipolare. La temperatura rompe la struttura cristallina, dando via libera ai portatori di cariche che, aumentando la corrente, aumentano ulteriormente anche la temperatura; questa, a sua volta, libera altri portatori, in un continuo crescendo che porta alla distruzione del transistore (thermal runaway).

Nonostante questi vantaggi, perché — ci si domanda — non destano un grande entusiasmo tra i proggettisti dei sistemi di controllo della potenza?

Si obbietta che questi dispositivi, quando si trovano in conduzione, presentano una resistenza source/drain $R_{DS(on)}$ maggiore dei loro corrispondenti bipolari, e che inoltre, non molti sono in grado di lavorare oltre i 500 V.

Queste limitazioni sono vere ma non sono sufficienti a spiegare tanta resistenza al loro impiego. Non lo spiega neppure il loro costo maggiore dato che, richiedendo un circito di comando più semplice, il costo *complessivo* del circuito dovrebbe essere o uguale o addirittura inferiore a quello che utilizza un bipolare.

Secondo noi, la ragione per cui questi dispositivi sono guardati con una certa diffidenza da parte del progettista è che essi, per principio di funzionamento, per caratteristiche e prestazioni differiscono dai bipolari, e di conseguenza l'utilizzatore per poterne apprezzare i vantaggi ha bisogno di acquisire le conoscenze nuove, richieste da questa nuova tecnologia.

Nel caso dei MOSFET, occorre che egli si renda conto molto bene di quello che succede nelle regioni source-gate del cristallo quando il transistore conduce oppure viene bloccato.

Una volta afferrati questi meccanismi di funzionamento, potrà apprezzare i vantaggi di questi dispositivi e anche le loro limitazioni.

Il bipolare

Un transistore bipolare convenzionale è un dispositivo comandato *in cor-*

BIPOLARI E MOSFET

rente; esso contiene una giunzione pn base/emettitore che costituisce la *sorgente* di corrente del dispositivo, ed una giunzione pn base/collettore che funziona da *collettore* di corrente. I bipolari sono dispositivi il cui funzionamento è basato sull'azione delle cariche *minoritarie* nel senso che il flusso di corrente in essi circolante viene controllato dagli elettroni minoritari che attraverso la giunzione emettitore-base invadono la regione della base.

I transistori bipolari si trovano quindi in difficoltà quando devono commutare (on/off) velocemente a causa del fenomeno dell'*immagazzinamento della carica* associato proprio ai portatori di carica minoritari.

Oltre a ciò, il bipolare possiede un circuito d'ingresso (emettitore-base) comandato in corrente, e questo costituisce per il circuito di comando, un carico a basso valore di impedenza. In molti circuiti di potenza, questo ingresso a bassa impedenza richiede dal sistema di comando, una circuiteria abbastanza complessa.

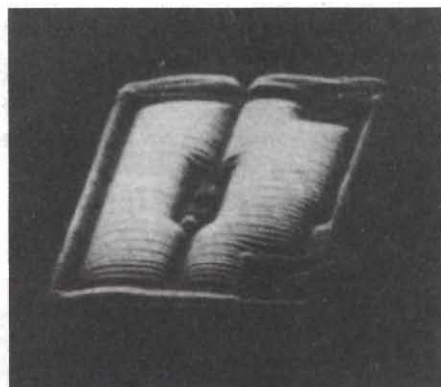
Il MOSFET

Il transistore MOSFET, a differenza del bipolare, è un dispositivo comandato *in tensione*: il suo elettrodo di gate (*figura 1*) è infatti isolato dal corpo del transistore (silicio) mediante un sottile strato di biossido di silicio (SiO_2). Il MOSFET, essendo un dispositivo il cui funzionamento è basato sui portatori di carica *maggioritari*, può commutare (on/off) a velocità molto più elevate di quelle del bipolare; in esso infatti non può aver luogo il fenomeno dell'immagazzinamento delle cariche.

In un MOSFET di tipo n, una tensione positiva applicata al gate respinge dalle superficie del silicio del canale le cariche positive, trasformando in questo modo la regione del canale che si trova immediatamente sotto al gate, da una regione a conduzione di tipo p, ad una a conduzione di tipo n (*figura 2*).

Questo fenomeno, detto *inversione di cariche in superficie*, consente pertanto una circolazione di corrente tra source e drain attraverso un materiale *tutto* di tipo n.

Effettivamente, in queste condizioni, il MOSFET cessa di essere un dispositivo npn dato che la regione compresa tra source e drain può essere considerata un resistore, anche se, in verità, essa non si comporta in maniera lineare come lo farebbe un resistore nel vero senso della parola.

A causa del fenomeno dell'inversio-

Ripartizione della temperatura sulla superficie del cristallo di un MOSFET. In questo caso, l'andamento della temperatura fa aumentare la resistenza del materiale, la quale costituisce quindi un "freno" per la corrente, e di conseguenza blocca un ulteriore aumento della temperatura.

speciale

BIPOLARI E MOSFET

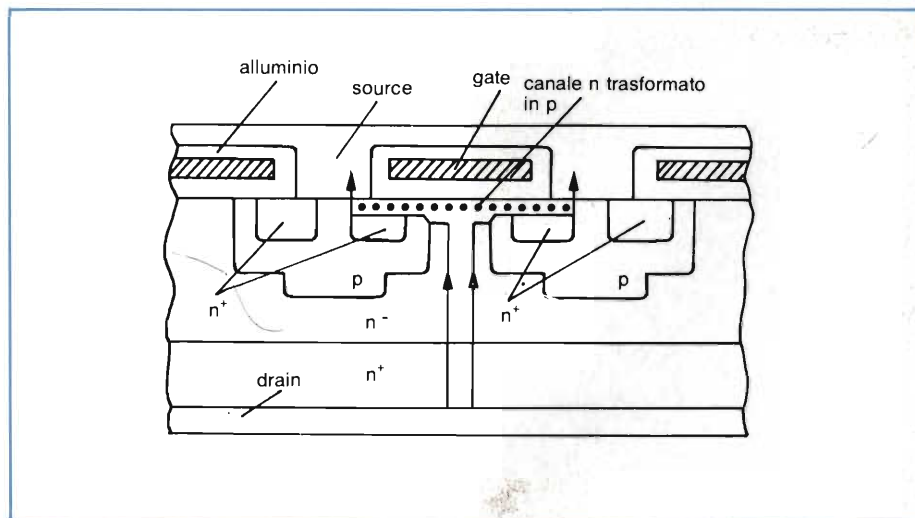



Fig. 1 - Il MOSFET, un dispositivo comandato in tensione tramite un gate isolato elettricamente, ricorre a portatori di cariche maggioritarie per far circolare corrente tra source e drain.

ne delle cariche in superficie, le giunzioni pn che si trovano ai margini del canale rimangono, a tutti gli effetti, inoperative, e di conseguenza, non ha luogo l'iniezione delle cariche minoritarie.

Questo ovviamente, non si verifica nel transistore bipolare il quale durante il suo funzionamento mantiene sempre la sua struttura a giunzioni npn.

Il MOSFET è pertanto un dispositivo con impedenza d'ingresso elevata ed è controllabile in tensione, proprio perché possiede un gate elettricamente isolato dai restanti elettrodi mentre il bipolare, che non ha questa caratteristica, rimarrà sempre un dispositivo che possiede un'impedenza d'ingresso bassa, e che richiede di essere controllato in corrente. Inoltre, come già accennato, essendo il MOSFET un dispositivo che lavora con cariche maggioritarie, non immagazzina alcuna carica, e pertanto potrà commutare (on/off) più velocemente di un bipolare.

Un altro vantaggio derivante dall'essere un dispositivo che lavora con cariche maggioritarie è costituito dal fatto che il MOSFET aumenta la sua resistività via via che aumenta la sua temperatura per cui non può andare incontro al fenomeno distruttivo noto come run-away che invece affligge i bipolari.

È infatti una caratteristica delle cariche maggioritarie diminuire la loro velocità all'aumentare della temperatura.

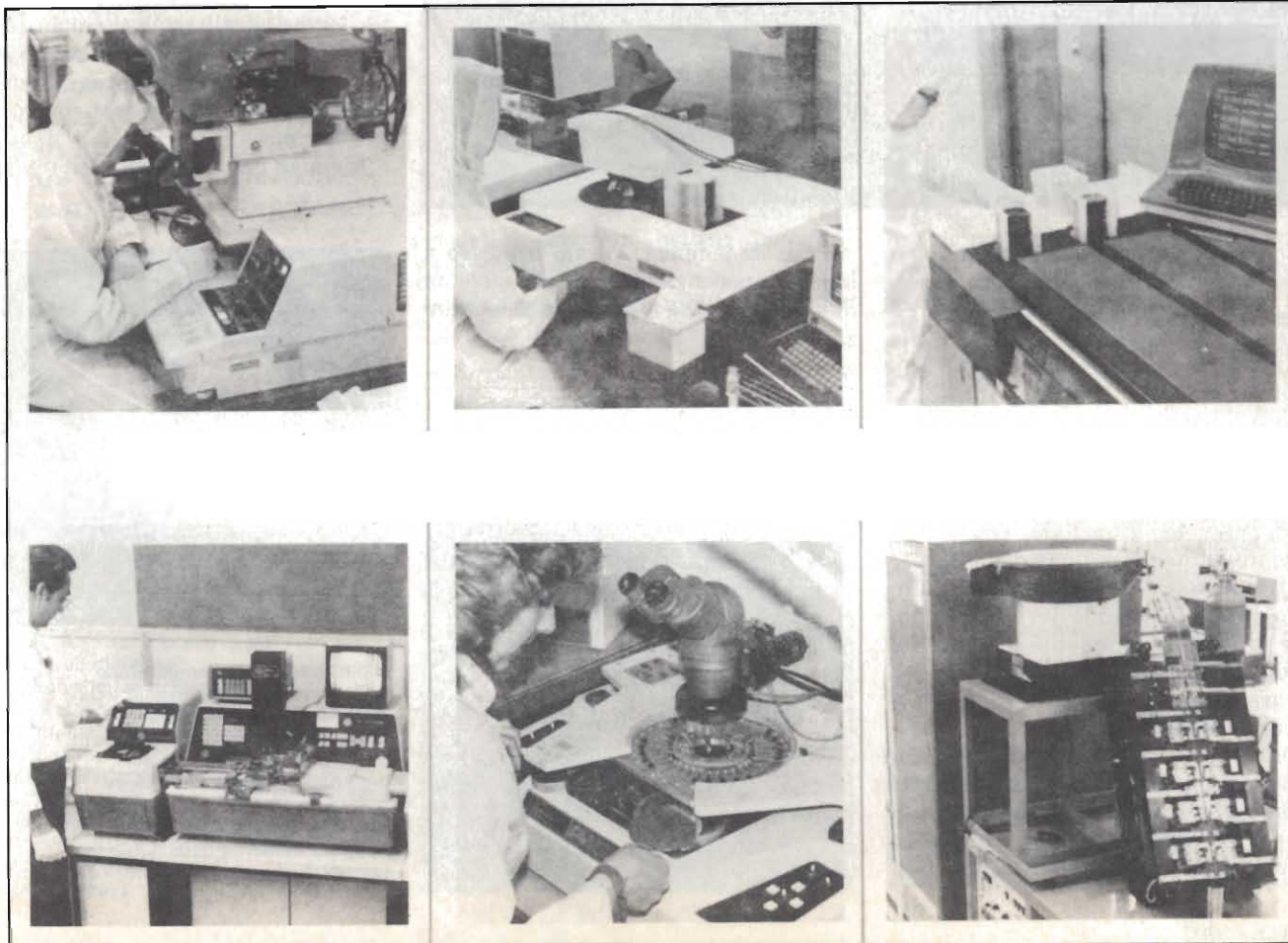
Incisione dei wafer per ricavare i chip, attuata con sistemi di controllo a microprocessore.

Una possibilità offerta dal processo di costruzione dei MOSFET è quella relativa alla formazione di un diodo interno "parassita" tra source e drain (*figura 3*). Non esiste una possibilità equivalente nella tecnologia bipolare, nonostante nei transistori Darlington possano trovarsi diodi simili. Le caratteristiche di questo diodo lo rendono adatto a funzionare come diodo-limitatore nei circuiti di commutazione nei quali è presente un carico induttivo (in alcune applicazioni questo diodo può però rallentare il funzionamento del circuito).

Fig. 2 - La circolazione di cariche maggioritarie tra source e drain ha luogo perché quando viene applicata tensione sul gate si produce immediatamente sotto quest'ultimo, un canale di cariche (elettroni) prodotte in seguito al noto fenomeno di induzione elettrostatica.

Tecnologia a celle plurime per ridurre la resistenza tra source e drain $R_{DS(on)}$

I MOSFET di potenza vengono costruiti dalla maggior parte dei loro fabbricanti secondo il processo a *doppia diffusione verticale* (DMOS). In pratica, un MOSFET DMOS è formato da un unico chip di silicio nel quale sono state formate, una accanto all'altra, un gran numero di celle esagonali; questo numero di celle dipende dalle dimensioni del chip (detto anche pellet).

Per esempio, un chip tipico con area di 120 mil^2 conterrà 5000 celle mentre un tipo con area di 240 mil^2 ne conterrà 25.000 (1 mil = 25,4 x 10^{-6} m).

Si ricorre al sistema di costruzione a celle multiple per abbassare il parametro critico dei MOSFET, $R_{DS(on)}$, e cioé la *resistenza tra source e drain quando il transistore conduce.*

Ridurre questo parametro significa migliorare le prestazioni del dispositivo in fase di commutazione in quanto, a parità di corrente, la caduta di tensione tra source e drain viene ridotta considerevolmente.

Queste celle di MOSFET elementari formate nel chip risultano tutte collegate in parallelo. Per far si che la loro $R_{DS(on)}$ sia più piccola possibile occorre, ovviamente, che nel chip venga creato un gran numero di queste celle. Così, più numerose saranno le celle, e minore sarà la loro $R_{DS(on)}$. Avremo cioè

$$R_{DS(on)} = R_N/N,$$

nella quale
N è il numero delle celle.

Occorre però far presente che la definizione che abbiamo fin qui data di $R_{DS(on)}$ è un po' semplicistica. In realtà, $R_{DS(on)}$ non è una resistenza singola; essa infatti è formata da tre differenti componenti, e cioé, da R_{collo}, R_{canale} e $R_{esterna}$ (*figura 4*). Dalla *figura 5* si vede quanto contribuisca ciascuna di queste componenti alla formazione del valore complessivo di $R_{DS(on)}$.

Il valore assunto da $R_{DS(on)}$ in ogni punto della curva si può facilmente calcolare sommando i valori delle tre componenti relative a quel punto. Sarà cioé:

$$R_{DS(on)} = R_{collo} + R_{canale} + R_{esterna}$$

nella quale,

R_{canale} indica la resistenza del canale immediatamente sotto il gate

R_{collo} rappresenta la resistenza del "collo" stretto di materiale di tipo n compreso tra i due strati di tipo p (figura 1), più la resistenza del materiale che si trova tra questo collo fino al drain.

$R_{esterna}$ indica la resistenza del substrato, delle saldature dei collegamenti, dei terminali e del contenitore.

La curva di *figura 5* mette in evidenza due interessanti comportamenti; il primo riguarda le resistenze rispettivamente esterna e del canale che non sono influenzate dalla tensione (sono infatti due rette parallele); il secondo riguarda la resistenza del collo del materiale n, fra le due regioni di materiale di tipo p, la quale invece è marcatamente dipendente dalla tensione.

La curva della *figura 5* indica inoltre il contributo che ciascuna delle suddette componenti apporta alla formazione del valore complessivo di $R_{DS(on)}$. Si vede così che, *sotto i 150 V* i maggiori "contribuenti" alla formazione della $R_{DS(on)}$, sono R_{canale} e $R_{esterna}$; *sopra i 150 V*, il contributo maggiore è apportato da R_{collo}.

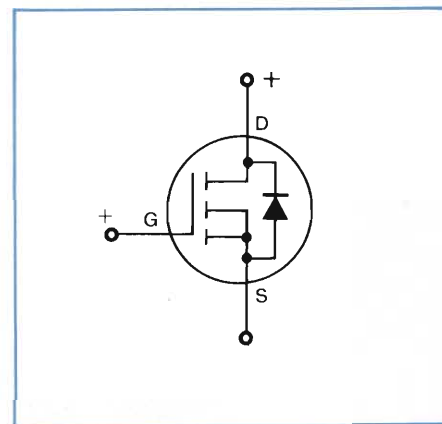



Fig. 3 - La tecnologia di costruzione del MOSFET consente di realizzare contemporaneamente, in forma integrata naturalmente, anche un diodo che il progettista potrà utilizzare a suo piacimento.

BIPOLARI E MOSFET

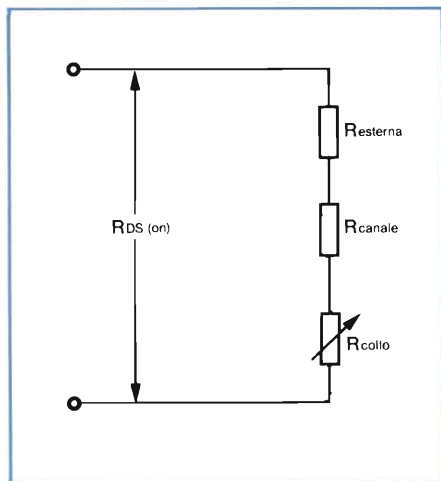



Fig. 4 - La resistenza tra drain e source $R_{DS(on)}$ è in realtà formata da tre componenti, una componente esterna, e due componenti interne.

Nella *tabella 1* sono riportati, in percento, i contributi delle tre suddette componenti resistive alla formazione di $R_{DS(on)}$ per tre differenti valori di tensione tra source e drain. Dalla tabella si vede subito che il contributo di R_{collo} aumenta via via che aumenta la tensione mentre corrispondentemente diminuiscono i contributi di $R_{esterna}$ e R_{canale}.

Il fatto che nei MOSFET per alte tensioni la R_{collo} aumenti all'aumentare della tensione si spiega con il fatto che, per impedire la formazione di campi elettrici intensi (e di conseguenza eventuali break-down prematuri) occorre realizzare il drain con strati epitassiali spessi e poco drogati, e questo significa, in altre parole, che essi, per sopportare indenni, valori elevati di tensioni, devono avere un valore resistivo elevato (*figura 6*). Questo è il motivo per cui la componente R_{collo} di $R_{DS(on)}$ aumenta all'aumentare della tensione predominando su R_{canale} e $R_{esterna}$.

Da quanto sopra si capisce perché nei MOSFET per tensioni elevate anche la $R_{DS(on)}$ risulti elevata, e di conseguenza perché tensioni elevate e $R_{DS(on)}$ bassi siano due esigenze contrastanti.

Un modo per risolvere questo dilemma c'è e consiste nell'aumentare l'area del chip, e di conseguenza, il numero di celle per chip. L'andamento di $R_{DS(on)}$ riportato nella *figura 5* vale infatti per

Tabella 1 - Contributo delle tre componenti resistive alla formazione di $R_{DS(on)}$.

BV_{DSS}	40 V	150 V	500 V
R_{canale}	50 %	23 %	2,4 %
R_{collo}	35 %	70 %	97 %
$R_{esterna}$	15 %	7 %	< 1 %

APPLICAZIONI DEI MOSFET:

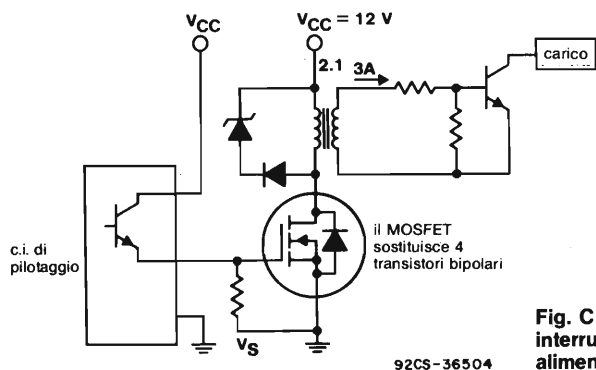



Fig. A - MOSFET impiegato per realizzare un circuito di comando di un transistore bipolare di potenza.

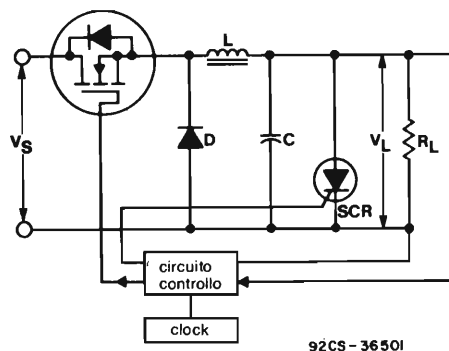



Fig. C - MOSFET come interruttore on/off in un alimentatore switching.

Fig. B - MOSFET pilota per il posizionamento dei motori nelle stampanti, nelle memorie a disco, ecc..

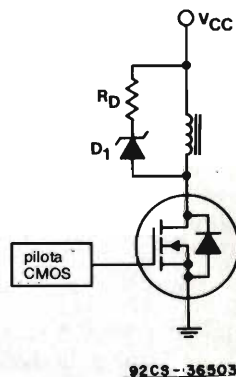



Fig. D - MOSFET come pilota delle solenoidi dei martelletti nelle stampanti.

chip di piccola superfice. Inoltre, un'area maggiorata del chip consente al MOSFET di sopportare tensioni di break-down più elevate.

Aumentare la superficie del chip per ridurre la $R_{DS(on)}$ significa però aumentare il costo del dispositivo, dato che com'è noto, la superficie del chip è il fattore che influisce maggiormente sul costo di un dispositivo a semiconduttore.

Inoltre, siccome la superficie del chip aumenta in modo esponenziale e non lineare via via che aumenta la tensione di lavoro, si vede che anche il costo aumenterà in modo esponenziale.

Per esempio, per mantenere una data $R_{DS(on)}$ anche ad una tensione di break-down *doppia* rispetto alla primitiva, occorrerebbe quadruplicare e anche quintuplicare l'area del chip. Questo non significa naturalmente che anche il costo del nuovo dispositivo aumenterebbe esponenzialmente ma che certamente sarebbe decisamente superiore al costo primitivo.

I MOSFET si mantengono freddi

Tutti i progettisti sanno bene che le temperature elevate sono la causa principale dei guasti nei transistori bipolari.

Ciò dipende dal fatto che, in questi dispositivi, la corrente tende a concentrarsi in zone intorno all'emettitore, creando dei punti caldi (hot spot), che tendono a far entrare il dispositivo in quella forma di "accelerazione termica" (thermal runway) che porterebbe inevitabilmente alla distruzione del transistore.

I MOSFET sono dispositivi nei quali la corrente è formata, come già detto, da portatori di cariche maggioritari (quelli cioé formati in seguito all'operazione di drogaggio del silicio), e di conseguenza lavorano in maniera completamente diversa.

Si sa che la mobilità di questi portatori di carica maggioritari dipende dalla temperatura: la temperatura aumenta, la mobilità diminuisce; il chip diventa più caldo, i portatori maggioritari rallentano i loro movimenti. In altre parole, ciò significa che la resistenza del chip tende ad aumentare con l'aumento della temperatura impedendo in questo modo quella concentrazione della corrente responsabile dei letali punti caldi (hot spot); se, per una evenienza, questi iniziassero a formarsi, la resistenza "locale" del chip aumenterebbe disperdendo la corrente verso zone del chip più fredde.

I MOSFET possiedono quindi un coefficiente di temperatura *positivo* della resistenza. La *figura 7* indica come aumenta la resistenza $R_{DS(on)}$ all'aumentare della temperatura. Questa curva dice al progettista che il MOSFET è un dispositivo il cui funzionamento non viene alterato dalla temperatura, e pertanto, è stabile; esso infatti possiede "dentro di sé" sistemi di protezione sia contro il fenomeno del "thermal runway" che della seconda rottura (secondary break-down).

SCHEMI DI PRINCIPIO

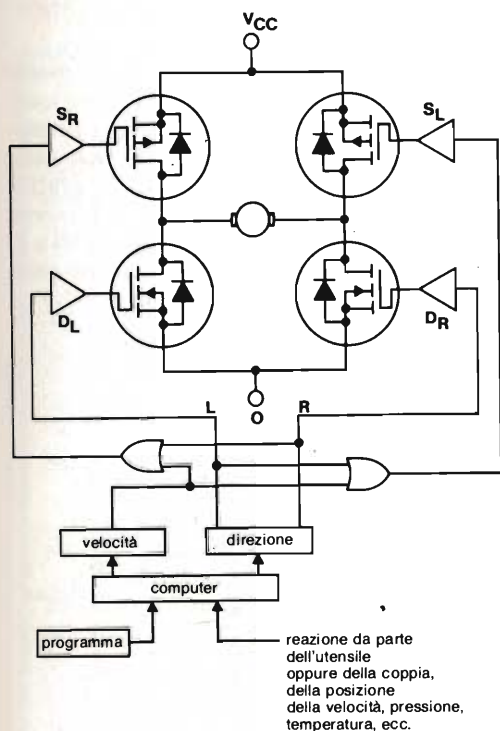



Fig. E - MOSFET in un sistema di comando PWM di un motore in cc.

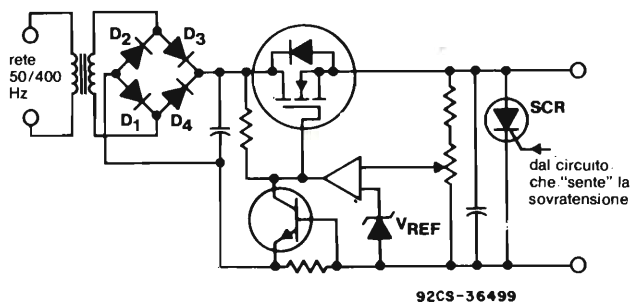



Fig. F - MOSFET come resistore-serie in un regolatore di tensione.

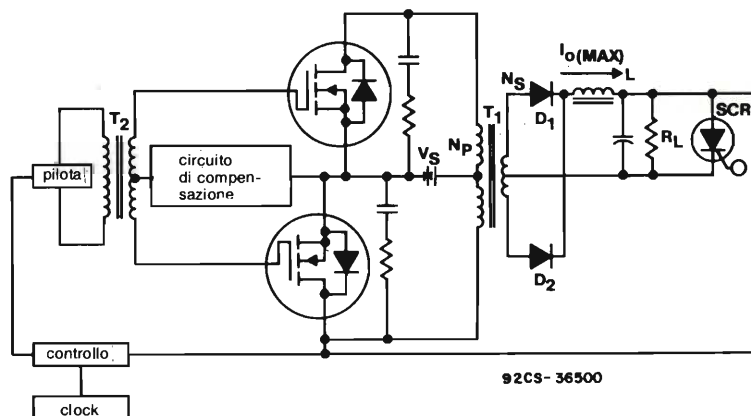



Fig. G - MOSFET in un convertitore push-pull (con presa centrale).

BIPOLARI E MOSFET

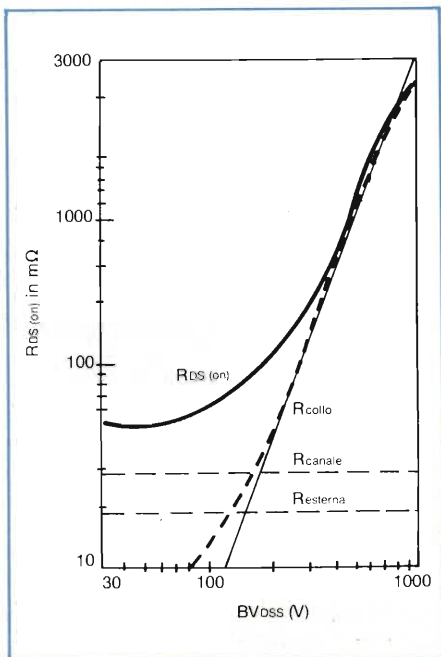
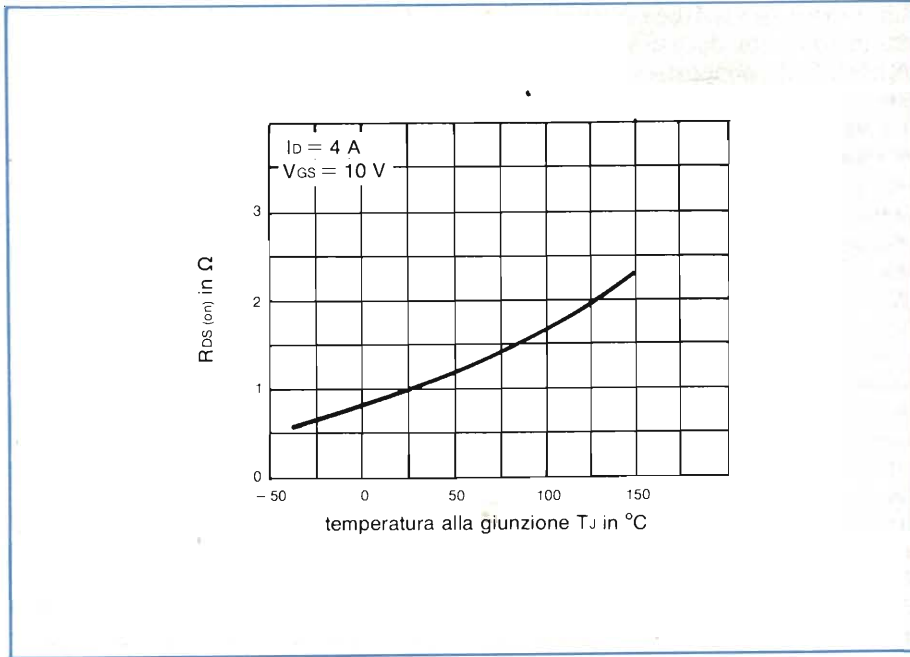
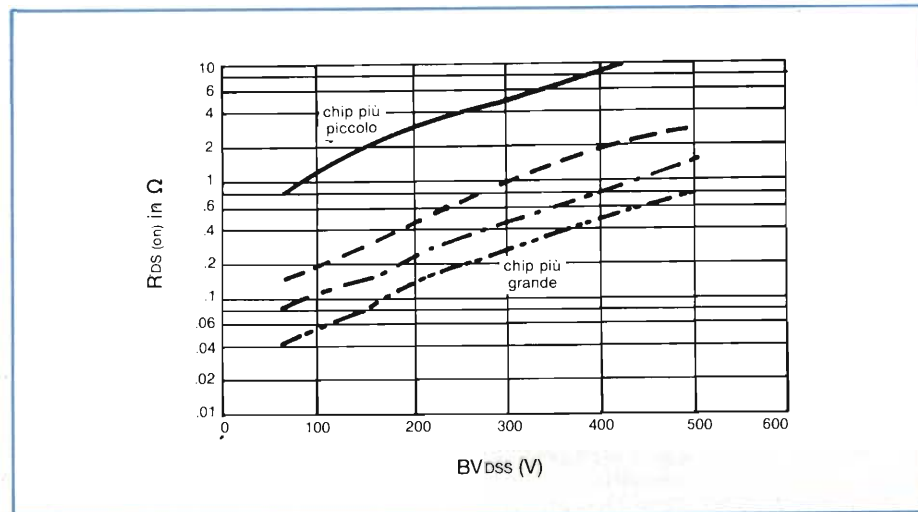



Fig. 5 - Andamento della resistenza tra drain e source in funzione della tensione. La resistenza del canale e quella esterna non variano con la tensione; varia la resistenza del "collo" e cioè del tratto di materiale di tipo n compreso tra i due strati p più la resistenza di tutto il rimanente materiale fino al drain.

Fig. 7 - I MOSFET hanno un coefficiente positivo della temperatura il quale fa in modo che il dispositivo non subisca quel processo distruttivo noto come thermal runaway che affligge invece i transistori bipolari.

Fig. 6 - La resistenza che il MOSFET presenta quando conduce $R_{DS(on)}$ tende a diminuire via via che aumenta la superficie del chip; inoltre l'aumento di quest'ultima fa si che il MOSFET possa lavorare con tensioni più elevate.

Un altro vantaggio che presentano i MOSFET è quello di poter essere collegati in parallelo senza il pericolo di avere concentramenti di corrente (cosa impossibile con i bipolari).

Quando infatti un dispositivo cominciasse a riscaldarsi, la sua resistenza aumenterebbe e la corrente non assorbita verrebbe ridistribuita tra i chip più freddi.

Il circuito d'ingresso del MOSFET

In un MOSFET di tipo n, per avere circolazione di corrente tra source e drain occorre applicare tra i terminali di gate e della source una tensione positiva. Siccome il gate è elettricamente isolato dal corpo del dispositivo, teoricamente non dovrebbe esserci circolazione di corrente tra la sorgente della tensione positiva e il gate. In pratica invece scorre una corrente debolissima (è dell'ordine di qualche decina di nA) che nei data sheet viene chiamata *corrente di dispersione* (I_{GSS}).

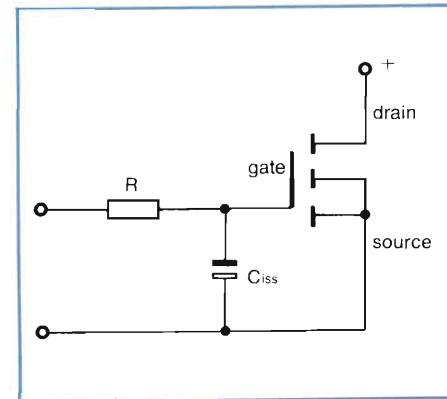



Fig. 8 - La velocità di commutazione di un MOSFET è determinata dalla sua resistenza e dalla sua capacità d'ingresso.

È a causa di questa debolissima corrente di gate che il MOSFET possiede un'impedenza d'ingresso tanto elevata (dell'ordine dei MΩ), e per di più, questa impedenza, a causa dell'elevato isolamento del gate, è di natura più capacitiva che resistiva. Ne deriva che il circuito d'ingresso di un MOSFET potrà essere molto appropriatamente rappresentato da un circuito equivalente formato da una resistenza e da una capacità (*figura 8*).

Questa capacità, simboleggiata con C_{iss} nei data sheet, è formata dalle capacità interne gate-source e gate-drain. La resistenza R è formata dalla resistività del materiale del circuito del gate. La resistenza R e la capacità C_{iss} del circuito d'ingresso del gate fissano inequivocabilmente il limite superiore della frequenza alla quale può lavorare correttamente il MOSFET. In particolare, il valore della resistenza R dipende dalla resistività dello strato di silicio policristallino con cui è stato formato il gate; il suo valore s'aggira sui 20Ω/□; ma il suo valore esatto non è riportato nei data sheet.

Al contrario il valore della capacità C_{iss} viene sempre indicato nei data sheet. Esso dipende dalle dimensioni del chip: più grande è il chip, maggiore sarà il valore di C_{iss}. Ora, siccome il circuito di comando del gate si trova costretto a caricare e a scaricare questa rete R/C, e siccome in questa rete R/C prevale la componente capacitiva succederà che i chip che hanno un'area relativamente grande avranno *tempi di commutazione* più lunghi dei chip con area più piccola, e di conseguenza non saranno adatti per applicazioni che richiedono velocità di commutazione elevate.

In linea di massima si può comunque affermare che il limite superiore della frequenza di commutazione di un MOSFET è molto ampio in quanto può andare da 1 a 10 MHz a seconda delle particolari dimensioni del chip.

La curva caratteristica più importante

Solitamente, il progettista si sofferma sulla curva *d'uscita del MOSFET*, quella cioè che indica l'andamento della corrente di drain (I_D) in funzione della tensione tra source e drain (V_{DS}) prendendo come parametro la tensione tra gate e source (V_{GS}). Nella *figura 9* sono riportate alcune di queste curve

Scanner a laser per rilevare eventuali difetti nel wafer.

Microscopio elettronico collegato ad un monitor TV per l'ispezione ottica del wafer.

L²FET: MOSFET DI POTENZA A BASSA TENSIONE DI PILOTAGGIO

La RCA ha sviluppato una serie di MOSFET di potenza il cui strato di isolamento del gate è spesso appena 50 nm, uno spessore cioè che è esattamente la metà di quello dei MOSFET convenzionali.
È noto che la prontezza con cui avviene l'inversione delle cariche nel materiale che forma il canale dipende proprio dallo spessore che isola il canale dal gate. La diretta conseguenza di questo stato di cose è che questi nuovi MOSFET di potenza avranno un livello della tensione di soglia di gate più basso, e ciò significa, in altre parole, che questi MOSFET, per raggiungere la corrente di saturazione di drain, avranno bisogno di una tensione di pilotaggio di gate, pari alla metà di quella richiesta dai MOSFET convenzionali.
I nuovi MOSFET di potenza RCA potranno essere portati in conduzione o bloccati (on/off) con soli 5 V, e cioè con i livelli standard di tensione forniti dai circuiti logici (TTL, per esempio). Gli altri MOSFET richiedono, come si sa, 10 V per essere portati in conduzione, dato che lo spessore che isola il loro gate dalla source misura 100 nm. È per questo motivo che i nuovi MOSFET vengono chiamati L²FET (Logic Level FET).
Gli L²FET posseggono, naturalmente, tutte le caratteristiche particolari dei MOSFET standard, ed in più, una transconduttanza doppia ed un coefficente della temperatura della tensione di soglia, che è esattamente la metà di quello dei MOSFET convenzionali.
La serie iniziale degli L²FET comprende 32 tipi a canale N con correnti di drain da 1 a 15 A e tensioni drain/source da 50 a 200 V. Sono direttamente intercambiabili con i MOSFET di potenza standard dai quali differiscono per avere una sensibilità di gate doppia. Vengono forniti in contenitori TO-3, TO-39 e TO-220 (plastico).

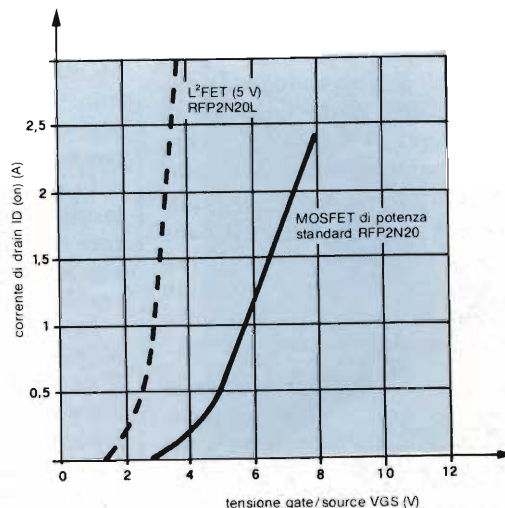



Fig. 1 - Confronto tra la sensibilità di gate di un L²FET e quella e quella di un MOSFET standard.

BIPOLARI E MOSFET

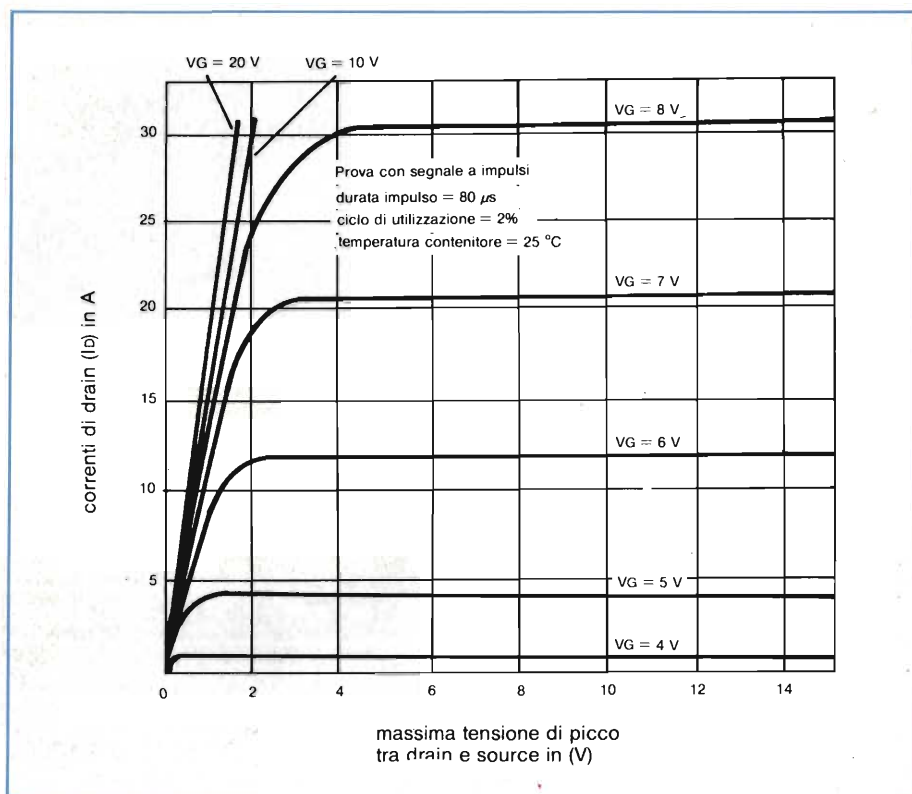



Fig. 9 - Per fornire la massima corrente di drain di cui è capace, un MOSFET richiede una tensione di pilotaggio elevata (almeno 10 V).

Sistema di impianto di ioni utilizzato per effettuare operazioni di drogaggio.

tracciate per differenti valori di tensione tra source e gate.

La curva caratteristica d'uscita di un MOSFET presenta due zone ben distinte:

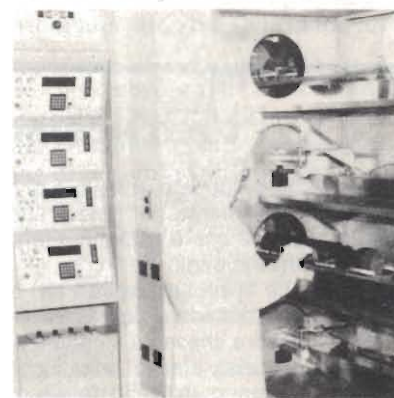
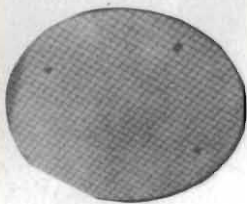
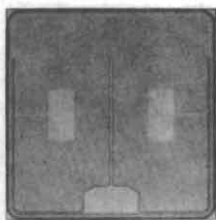
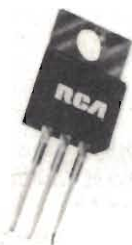
— una zona *lineare* nella quale valori molto piccoli di V_{DS} producono notevoli variazioni nella corrente di drain (I_D): quì la corrente di drain cresce linearmente con la tensione.

— una zona di *saturazione* nella quale un ulteriore aumento della tensione di drain non produce nessun ulteriore aumento nella corrente di drain (il dispositivo si comporta cioè come una sorgente a corrente costante).

Nel punto dove il tratto lineare della curva si congiunge con il tratto di saturazione (e cioè in corrispondenza del ginocchio), il canale del MOSFET di potenza subisce una specie di strozzatura (pinched-off); succede cioè che lo strato dove avviene l'inversione delle cariche (e cioè il canale) e attraverso il quale transitano gli elettroni si restringe notevolmente in corrispondenza di uno dei suoi lati, e ciò in seguito all'applicazione di una tensione abbastanza elevata tra drain e source.

Il MOSFET vuole una tensione di comando elevata

Un discorso tutto particolare occorre fare quando si tratta di stabilire il livello delle tensioni da applicare al gate del MOSFET (e cioè V_{GS}) perché esso cominci a condurre. Osservando la *figura 9* si nota che il MOSFET non inizia a condurre prima che la tensione applicata sul gate non abbia assunto un determinato livello. Inoltre, occorre superare considerevolmente questo *livello-soglia* per vedere circolare una considerevole corrente di drain (I_D).

In pratica, nella maggior parte dei MOSFET DMOS, occorre superare i 2 V di tensione di gate perché il transistore si sblocchi, e questo dato di fatto è molto importante per i circuiti che devono comandare i gate dei MOSFET. In definitiva quindi, il circuito di comando del gate deve fornire un segnale di pilotaggio avente almeno un livello uguale, e preferibilmente molto superiore al suddetto livello-soglia.

In pratica, per raggiungere la *corrente di saturazione* di drain bisogna applicare sul gate una tensione di comando di 10 V o più. Ora succede che i circuiti integrati di comando convenzionali (TTL, per esempio) riescono a fornire il livello di tensione di comando di gate capace di portare in saturazione il transistore solo se vengono "modifica-

I MOSFET di potenza prodotti dalla RCA possono essere disponibili nei contenitori qui indicati oppure in chip.

ti", per esempio, mediante resistori di pull-up; ed anche ricorrendo a questi resistori di pull-up non si riesce a portare in saturazione la maggior parte dei MOSFET.

Da quanto sopra si conclude che conviene impiegare circuiti di comando TTL solo quando la particolare applicazione non richiede la massima corrente di drain che il transistore può dare ma un valore più basso.

Al contrario, i circuiti integrati di comando CMOS, essendo alimentati con una tensione di 10 V, possono fornire segnali di comando di gate capaci di portare in saturazione il MOSFET. I circuiti integrati di comando CMOS non sono però in grado di portare in conduzione il MOSFET così alla svelta come lo fanno i corrispondenti TTL. Un risultato di compromesso potrà essere raggiunto inserendo tra l'uscita del circuito di comando (sia di tipo TTL che MOS) e il gate del MOSFET un altro integrato con funzione di buffer capace di soddisfare le esigenze di pilotaggio del MOSFET utilizzato. ■

Informazioni più dettagliate potranno essere richieste a

RCA S.p.A.
att. ing. E. BERRETTA
Viale Milanofiori, L1
20089 ROZZANO (MI)
Tel. 02/8242006

speciale

BIPOLARI E MOSFET

Lodovico Cascianini

La tecnologia di costruzione di un MOSFET differisce sostanzialmente da quella di un bipolare. Ma a parte questa differenza strutturale, ciò che differenzia sostanzialmente i due tipi di dispositivi è il loro sistema di pilotaggio: infatti, il MOSFET viene pilotato da una *tensione*, il bipolare da una *corrente*.

Agli effetti pratici, questa differenza significa che quando il bipolare di potenza deve essere pilotato da un sensore o da un circuito logico (un microprocessore, per esempio), esso ha bisogno *sempre* di un dispositivo buffer di interfaccia mentre un MOSFET ne può fare a meno. Esistono naturalmente altre differenze che fanno preferire un dispositivo piuttosto che l'altro in una data applicazione, ma queste non sono importanti come la prima.

Fino a poco tempo fa, i progettisti dei sistemi di controllo della potenza non hanno potuto usufruire dei vantaggi delle tecnologie MOS principalmente a causa del processo di costruzione *planare* con cui i dispositivi MOS venivano realizzati.

Infatti, osservando la *figura 1* si vede come in un convenzionale transistore

I MOSFET DI POTENZA DELLA 3ª GENERAZIONE

Vengono illustrate le caratteristiche dei TMOS a corrente elevata e a resistenza interna $R_{DS(on)}$ bassa, prodotti dalla MOTOROLA. Questi nuovi dispositivi possono lavorare con tensioni comprese tra 50 e 200 V e corrispondenti correnti di drain tra 120 e 200 A, con picchi fino a 800 A. I TMOS sono destinati a sostituire i corrispondenti bipolari in applicazioni come alimentatori di potenza, sistemi di controllo di motori, invertitori, regolatori per sistemi a celle solari e gruppi di continuità.

Fig. 1 - In un convenzionale MOSFET per piccoli segnali, la corrente di drain è diretta in senso laterale, il che rende elevata la resistenza interna tra source e drain (e di conseguenza elevate le perdite all'interno del chip).

MOS per piccoli segnali, la corrente scorra in *direzione laterale*. Volendo realizzare dispositivi MOS di potenza utilizzando questo processo si va incontro essenzialmente a due inconvenienti:

1 - questa corrente che scorre in senso *orizzontale* produce una notevole caduta di tensione nel canale a causa della elevata resistenza $R_{DS(on)}$ tra source e drain.

2 - tutti i contatti con i terminali di uscita devono trovarsi su una faccia del chip. Ora, siccome i dispositivi di potenza richiedono per il drain e la source *piazzuole di contatto metallizzate* molto ampie, questo aumenta sia gli scarti di questi dispositivi in sede di produzione sia la capacità tra questi elettrodi; quest'ultima situazione tende però a ridurre la risposta del dispositivo alle frequenze elevate.

Il MOSFET è potuto però diventare un dispositivo di potenza a tutti gli effetti da quando si è riusciti a controllare mediante il campo elettrico del gate, una corrente tra drain e source diretta in *senso verticale*. Alla MOTOROLA, questo processo è stato indicato con la sigla TMOS (a causa della direzione a "T" assunta dalla corrente di drain (*figura 2*).

Il processo di fabbricazione TMOS implica la formazione nel chip del transistore di migliaia di "source" di piccole dimensioni collegate tra loro in parallelo. Questa struttura permette di realizzare canali molto brevi, e di conseguenza, resistenze source/drain $R_{DS(on)}$ di valore molto basso.

Fig. 2 - Nei nuovi MOSFET di potenza, la corrente di drain è diretta in senso verticale; in particolare, nei MOSFET Motorola questa corrente verticale si divide a "T" (da qui il nome TMOS FET). In realtà, nel chip TMOS la source è formata da migliaia di piccole "celle" collegate in parallelo; questa struttura rende corto il canale, e di conseguenza, la resistenza interna del dispositivo.

BIPOLARI E MOSFET

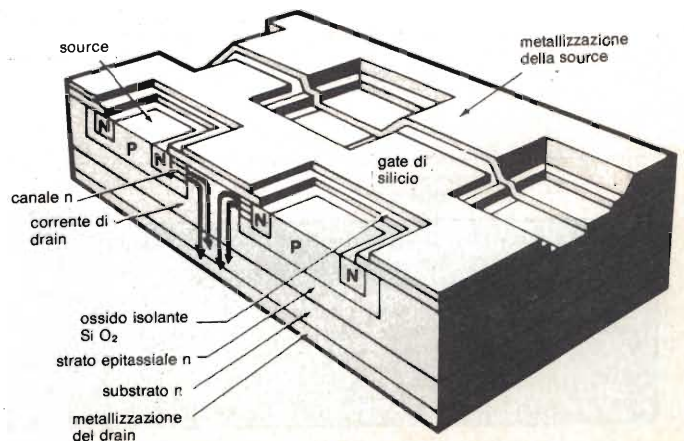
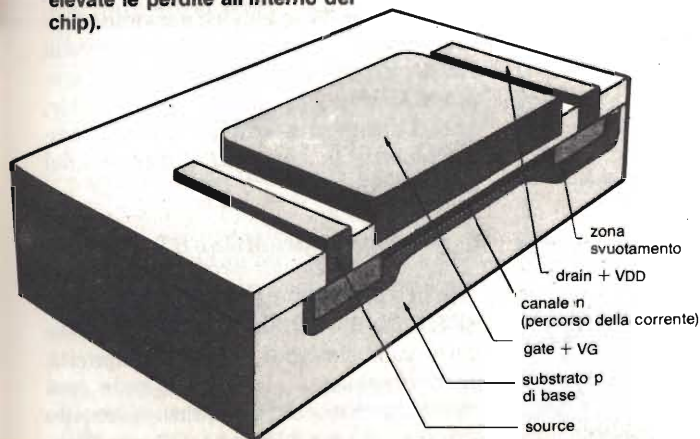
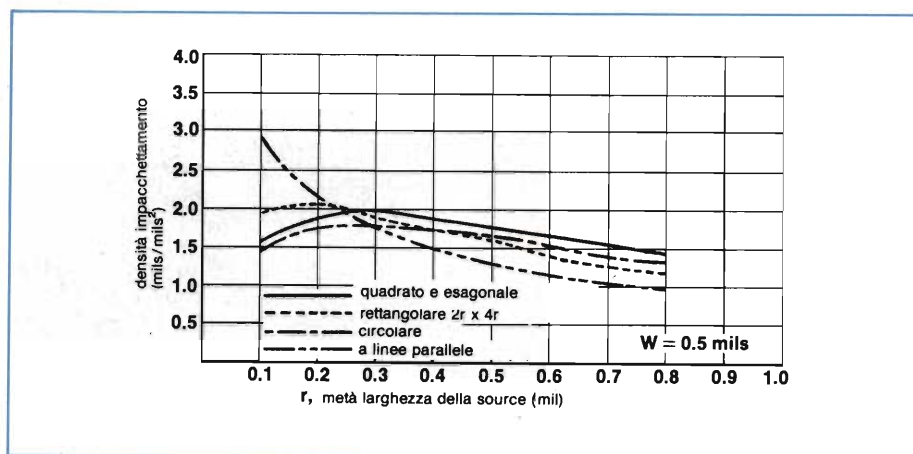



Fig. 3 - Curve che indicano che la densità di concentrazione delle celle che formano la source dipende dalla configurazione assegnata alle celle.

Fig. 4 - Andamento della corrente di drain in funzione della tensione tra source e gate, in un TMOS FET con canale N ad arricchimento. Il transistore inizia a condurre solo dopo che è stata superata la tensione di soglia $V_{GS(th)}$ di 3,4 V.

È stata questa struttura estremamente ridotta della source che ha permesso di realizzare transistori MOS di potenza molto efficienti. La particolare forma geometrica della source determina infatti il rapporto tra *larghezza del canale/area della sorgente*, e cioè, la cosiddetta "densità di impacchettamento", parametro normalmente preso per stabilire la *"figura di merito"* di un MOSFET di potenza.

Nella *figura 3* si può vedere quanta influenza abbia la geometria assegnata alla source sulla densità di impacchettamento.

Naturalmente, le prestazioni complessive del MOSFET dipendono anche da altre variabili che intervengono nel processo di produzione, come per esempio, i profili e le profondità dei vari strati diffusi. Ma per un'azienda come la MOTOROLA che possiede un sperimentato "know-how" nella fabbricazione sia di bipolari che di MOSFET convenzionali, realizzare queste particolari geometrie non è stato un problema.

Ritornando alla figura 2, si noti come per aumentare la velocità di commutazione del dispositivo, il gate venga realizzato in silicio policristallino.

Tabella 1 - Valori tipici dei tempi di commutazione nel TMOSFET di potenza MTM5N40 lavorante alla corrente di 2,5 A

	R_{gen} = 50 Ω	R_{gen} < 1 Ω	
$T_{d(on)}$	15	9	ns
t_r	50	10	ns
$t_{d(off)}$	90	50	ns
t_f	50	13	ns

ESAME DEI PARAMETRI ESSENZIALI

1) *La caratteristica di gate*

Il gate dei TMOS è fatto, come già detto, di silicio policristallino; uno strato di ossido provvede ad isolarlo elettricamente dalla sorgente. La resistenza d'ingresso è pertanto molto elevata (circa 10^9 Ω), e di conseguenza, la corrente di dispersione d'ingresso è solo di alcuni nanoampere.

Il controllo del gate si ottiene applicando ad esso una tensione positiva di poco superiore alla tensione di soglia source-gate (V_{GSth}), che è circa 3,5 V. La *figura 4* indica la tipica *caratteristica di trasferimento* di un FET ad arricchimento, a canale N.

Si noti come la tensione di pilotaggio sia molto piccola e l'impedenza d'ingresso sia molto elevata, il chè fa sì che il dispositivo sia in grado di controllare valori di corrente elevati servendosi di tensioni di comando di basso livello fornite da circuiti logici tipo, per esempio, CMOS e TTL, purché ovviamente, questi siano in grado di caricare completamente la capacità d'ingresso del dispositivo.

2) *Le capacità dei MOSFET*

È la stessa struttura fisica del MOSFET che fa si che esso venga ad avere tra i suoi elettrodi valori di capacità particolarmente elevati. Si vede così che la struttura del gate, fatta di ossido di metallo, crea una capacità gate/dra-

Tabella 2 - Differenze tra le caratteristiche dei transistori bipolari e quelle dei MOSFET di potenza.		
Caratteristica	**Transistori bipolari**	**MOSFET di potenza**
Disponibilità	molto ampia	attualmente limitata ma in espansione
Costo	consolidato e basso	più elevato a causa della maggiore superficie del chip e della sua struttura più complessa
Sistema di pilotaggio	abbastanza complesso, tendente a limitare la velocità e il SOA	molto più semplice; non dipendente dalla corrente di carico. SOA indipendente dal pilotaggio
Velocità	elevata	considerevolmente elevata; assenza del tempo di immagazzinamento; insensibilità alle variazioni di temperatura
SOA (Safe Operating Area)	limitata dalla seconda rottura	limitata in fase di conduzione (on). I_{DM}/V_{DSS} limitato in fase di commutazione.
Tensione di bloccaggio	V_{CEV} spesso uguale a 2 x V_{CEO}. Nella giunzione base/emettitore può verificarsi l'effetto valanga	limitata a BV_{DSS} per tutte le condizioni
Tensione ai capi del dispositivo in conduzione	molto bassa nei dispositivi ad alta tensione; ha un coefficiente di temperatura negativo	$r_{DS(on)}$ ha un coefficiente di temperatura positivo. Può essere molto bassa nei dispositivi per basse tensioni
Collegamento in parallelo	abbastanza complesso	possibilità di collegamento in parallelo diretto con alcune precauzioni
Stabilità termica	richiede alcune precauzioni	meno suscettibile alla degenerazione termica (thermal runaway)

in (C_{gd}) e una seconda capacità gate-/source (C_{gs}). Inoltre, la giunzione PN formata in sede di fabbricazione del TMOS FET, produce una corrispondente capacità di giunzione tra drain e source (C_{ds}).

Queste capacità vengono indicate nei data sheet così:

— capacità d'ingresso (C_{iss}),

— capacità d'uscita (C_{oss}),

— capacità di trasferimento inverso (C_{rss}).

Il loro andamento in funzione della tensione tra drain e source (V_{DS}) è indicata nella *figura 5*.

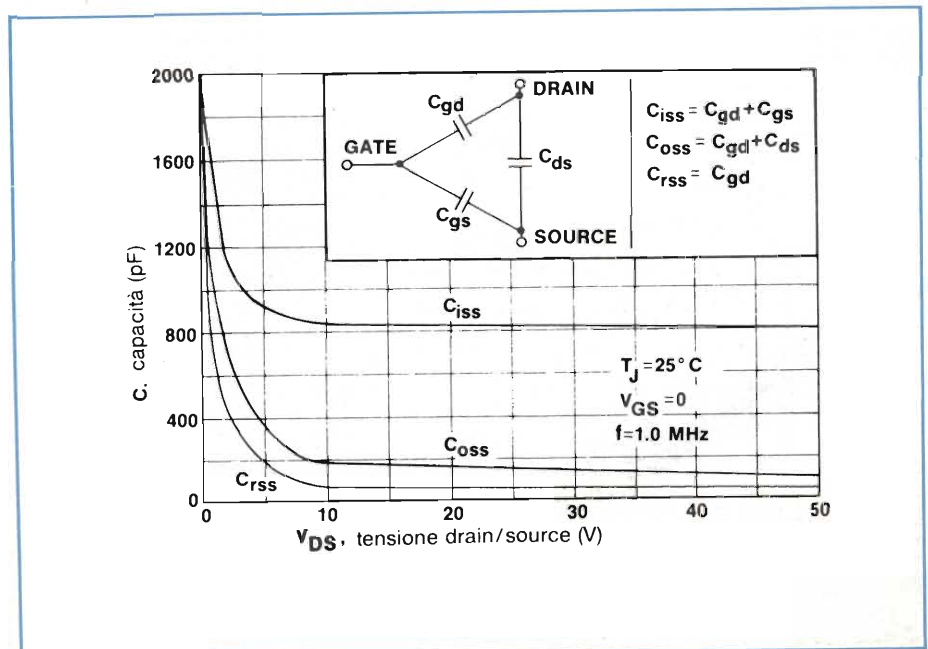



Fig. 5 - Come variano le capacità interne di un TMOS FET al variare della tensione tra drain e source.

BIPOLARI E MOSFET

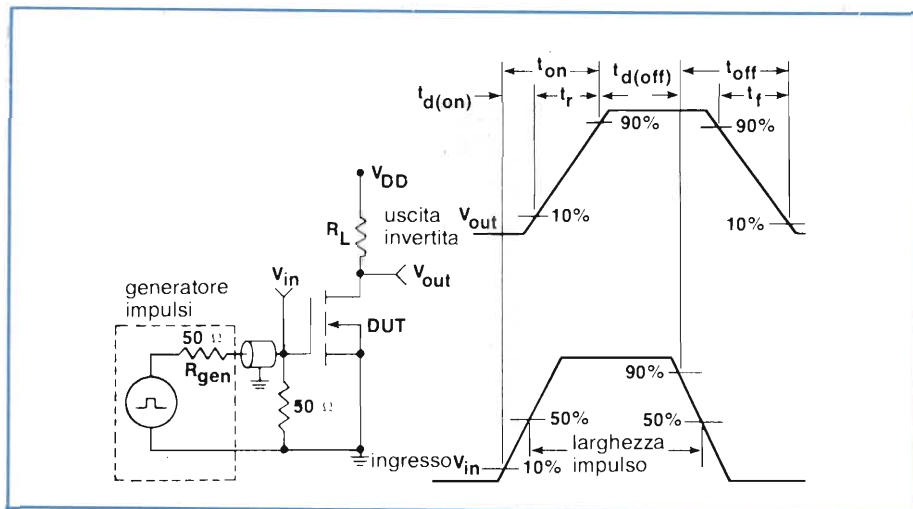



Fig. 6 - Circuito per controllare la risposta del TMOS quando viene comandato da un segnale ad impulsi.

Fig. 8 - Il diodo collegato internamente tra source e drain viene realizzato in un TMOS FET all'atto della sua fabbricazione.

Tra queste, la più importante agli effetti del comando del MOSFET, è la capacità d'ingresso (C_{iss}). Un impulso di comando carica questa capacità facendo scorrere corrente di gate, presentandosi infine come tensione di comando sul gate stesso.

Le caratteristiche di commutazione del FET dipenderanno pertanto dalla natura del generatore dell'impulso di comando, in particolare, dalla sua impedenza interna, e in secondo luogo dal valore della capacità d'ingresso del FET: più bassa sarà la resistenza interna del generatore (R_{gen}) e più elevata sarà la velocità con cui potrà commutare il FET. Le variazioni di temperatura influiscono poco sui valori delle capacità interne del MOSFET.

3) *Caratteristiche di commutazione*

La velocità di commutazione on/off dei MOSFET è molto più elevata di quella riscontrata nei loro equivalenti bipolari.

Questo è dovuto al fatto che, essendo i MOSFET dispositivi basati su portatori di carica *maggioritari*, essi non presentano il fenomeno dell'immagazzinamento delle cariche, e di conseguenza i loro tempi di commutazione non possono essere influenzati dai cosiddetti *tempi di immagazzinamento delle cariche.*

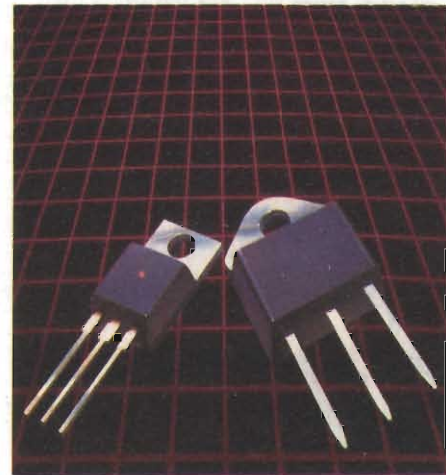
Un circuito normalmente impiegato per valutare la velocità di commutazione di un MOSFET è riportato nella *figura 6*. Le definizioni relative ai simboli impiegati sono le seguenti:

— *tempo di ritardo di entrata in conduzione* (t_{d-on})

È il tempo impiegato per caricare la capacità d'ingresso fino al punto in cui sul gate compare la tensione caratteristica di soglia $V_{GS(th)}$

— *tempo di salita* (t_r)

È il tempo richiesto per caricare la reale capacità d'ingresso in modo che sul gate sia presente una tensione *superiore* alla tensione di soglia

Fig. 7 - Caratteristiche di saturazione di un TMOS FET.

TMOS FET di potenza in contenitore plastico (TO-220, TO-218).

$V_{G(th)}$, e capace pertanto di portare linearmente in saturazione il dispositivo.

— *tempo di ritardo del bloccaggio* ($t_{d\text{-}off}$)

È il tempo richiesto per scaricare la capacità d'ingresso da una tensione di comando "overdrive" e portare il dispositivo a lavorare nella regione di saturazione.

— *tempo di caduta* (t_f)

È il tempo richiesto alla tensione presente sul gate per "scendere" dal livello di saturazione a quello caratteristico di soglia del gate, e alla capacità d'uscita per caricarsi fino al valore della tensione di alimentazione.

Siccome le capacità interne dei MOSFET non sono influenzate dalla variazione della temperatura, così lo saranno anche i relativi tempi di commutazione.

— *Caratteristiche di drain*

Nella *figura 7* sono state indicate le caratteristiche di saturazione del MOSFET MTM5N40. Hanno lo stesso andamento di un equivalente transistore bipolare, con la differenza che il MOSFET è comandato in tensione. Mettendo in corto il gate con la source, la corrente di dispersione I_{DSS} è dell'ordine di grandezza di pochi nanoampere.

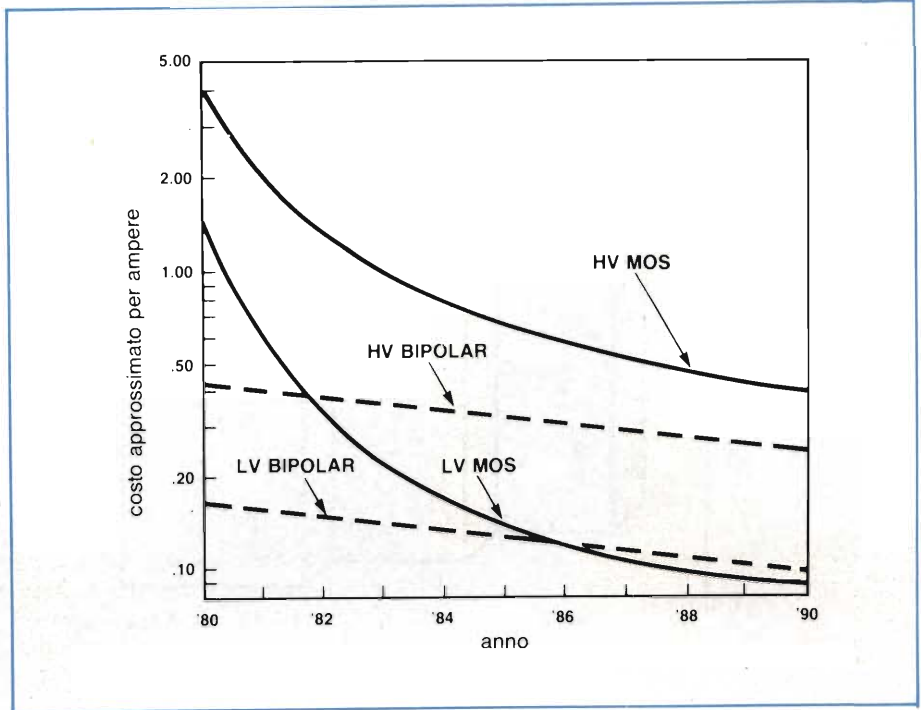
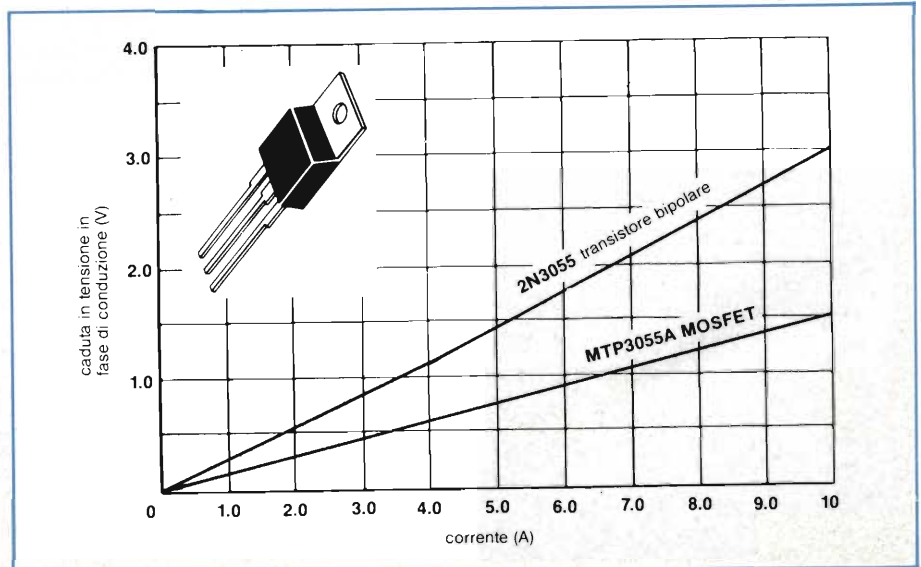
Un parametro molto importante dei MOSFET, è la loro *resistenza statica* quando si trovano in piena conduzione. La resistenza statica si indica con $r_{DS(on)}$ e coincide con il tratto lineare della caratteristica d'uscita; viene specificata per valori ben precisi di tensione source-gate e di corrente di drain.

Nei MOSFET, questa resistenza statica ha un coefficiente di temperatura *positivo* (aumenta cioè all'aumentare della temperatura), e questo fatto è da tenere presente quando il MOSFET lavora a temperature elevate, in quanto è il fattore che determina il livello della potenza dissipata all'interno del dispositivo.

Fig. 9 - Proiezione dei costi dei MOSFET di potenza e dei bipolari a seconda delle tecnologie utilizzate. HV = tensione elevata; LV = bassa tensione.

TMOS FET di potenza in contenitore metallico (TO-204, ex TO-3).

Fig. 10 - Il MOSFET di potenza MTP3055A (realizzato in tecnologia TMOS-III) presenta una resistenza interna $R_{DS(on)}$ che è circa la metà di quella del suo corrispondente bipolare 2N3035. I due dispositivi hanno un chip di uguale dimensioni.

BIPOLARI E MOSFET

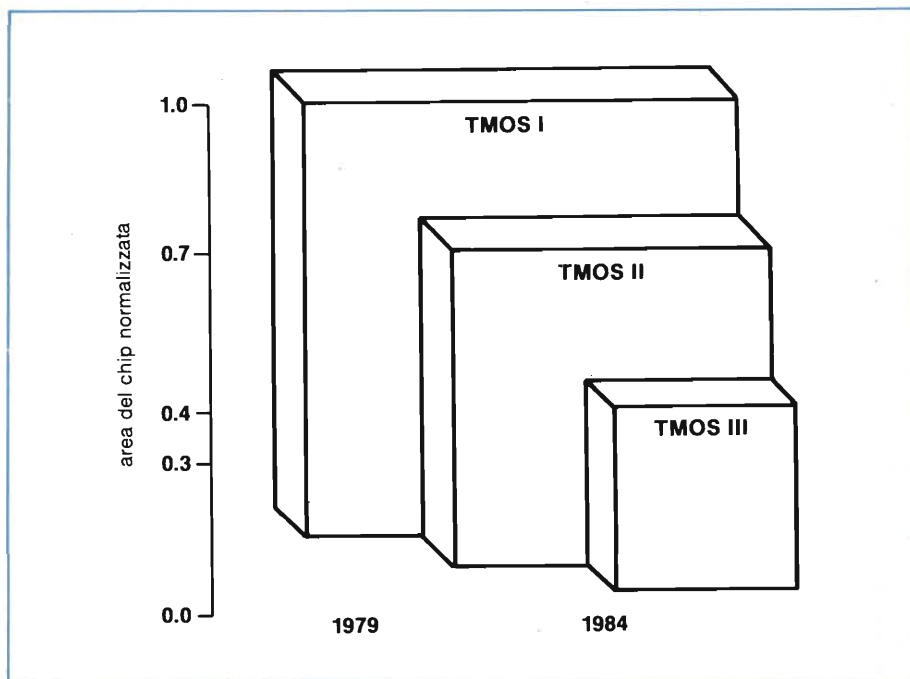
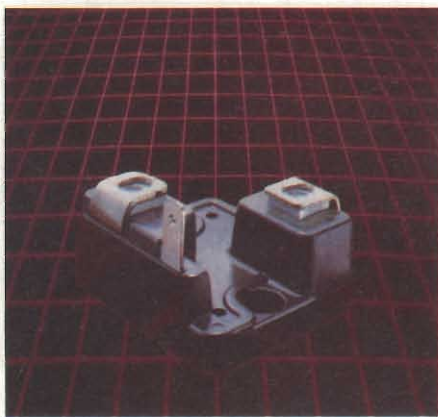



Fig. 11 - Progressiva diminuzione dell'area del chip (e di conseguenza del costo) nei MOSFET di potenza MOTOROLA realizzati con la tecnologia TMOS. Il confronto tra i vari processi costruttivi è stato fatto supponendo costanti i valori di B_{VDSS} e di $R_{DS(on)}$, e cioè, della tensione di breakdown di drain e della resistenza che il transistore presenta quando lavora con corrente di saturazione di drain.

TMOS FET di grande potenza (50 V/100 A). Contenitore 353-01, con due terminali per il drain.

Un diodo "fabbricato" tra source e drain

Nel chip dei TMOS FET viene formato all'atto della loro fabbricazione, un diodo (*figura 8*). Se il FET è ad arricchimento e ha un canale drogato N, questo diodo conduce quando la source risulta positiva rispetto al drain, e la sua corrente diretta è uguale a quella normale di drain.

Polarizzato in senso inverso, la sua tensione di blocco (o inversa) è uguale a quella di breakdown tra drain e source.

Questo diodo, a causa della sua struttura fisica, è abbastanza veloce, e può essere impiegato come clamp, e cioè, come tosatore di tensione quando il carico del MOSFET è di natura induttiva e la commutazione è veloce.

Il valore della tensione diretta che questo diodo presenta quando conduce, i suoi tempi di entrata in conduzione e di ricupero inverso si trovano specificati nei relativi data sheet.

Questo è un dato di fatto: il progettista abituato a realizzare sistemi di commutazione veloci e di potenza per usi industriali e professionali mediante transistori bipolari è restio a sostituirli con corrispondenti MOS di potenza; questo perché ormai egli sa, dopo tanti anni di esperienza, come deve trattare i bipolari e conosce tutti i "trucchi" per ricavare da essi le massime prestazioni. L'opinione che egli si è fatto dei MOSFET è di "dispositivi molto delicati", e pertanto facilmente guastabili.

Fortunatamente pochi sono gli accorgimenti da mettere in atto per non "distruggere" un MOSFET. In "questo" speciale sono stati ampiamente illustrati.

Il prezzo di questi MOSFET di potenza, attualmente un po' più elevato dei corrispondenti bipolari, è largamente compensato da vantaggi che questi dispositivi offrono e che sono già stati ampiamente illustrati in *tutti* gli articoli di questo "speciale".

Una cosa è certa: le tecnologie bipolari e MOS costeranno sempre meno in futuro e l'attuale differenza di prezzo tra MOSFET e bipolari diventerà sempre più piccola.

Un'altra cosa è certa: a parità di dimensioni del chip, un MOSFET di potenza costerà sempre di più di un bipolare a causa delle strutture più complesse e della maggiore tecnologia in esso presente.

Nella *figura 9* è stata data una proiezione approssimata dell'andamento dei costi che avranno nei prossimi anni i bipolari e i MOSFET realizzati con le varie tecnologie. I dati riportati devono intendersi come valori medi per piccoli quantitativi.

Una previsione, basata sulle attuali tendenze, assicura che i MOSFET con tensione di breakdown inferiore a 100 V diventeranno molto competitivi con i bipolari, ovviamente solo nel caso in cui il chip sia o di uguali dimensioni oppure più piccolo.

Rimane comunque confermato il fatto che ancora per qualche tempo sarà molto difficile che i MOSFET di potenza con chip uguale o più grande dei corrispondenti bipolari costino come quest'ultimi. D'altra parte, per tensioni di rottura (breakdown) maggiori di 200 V, il chip di un MOSFET di potenza, a parità di corrente, sarà sempre più grande di quello di un bipolare. ■

Per ulteriori informazioni, rivolgersi a

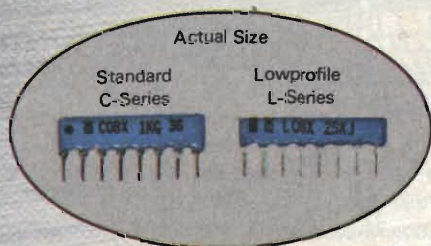
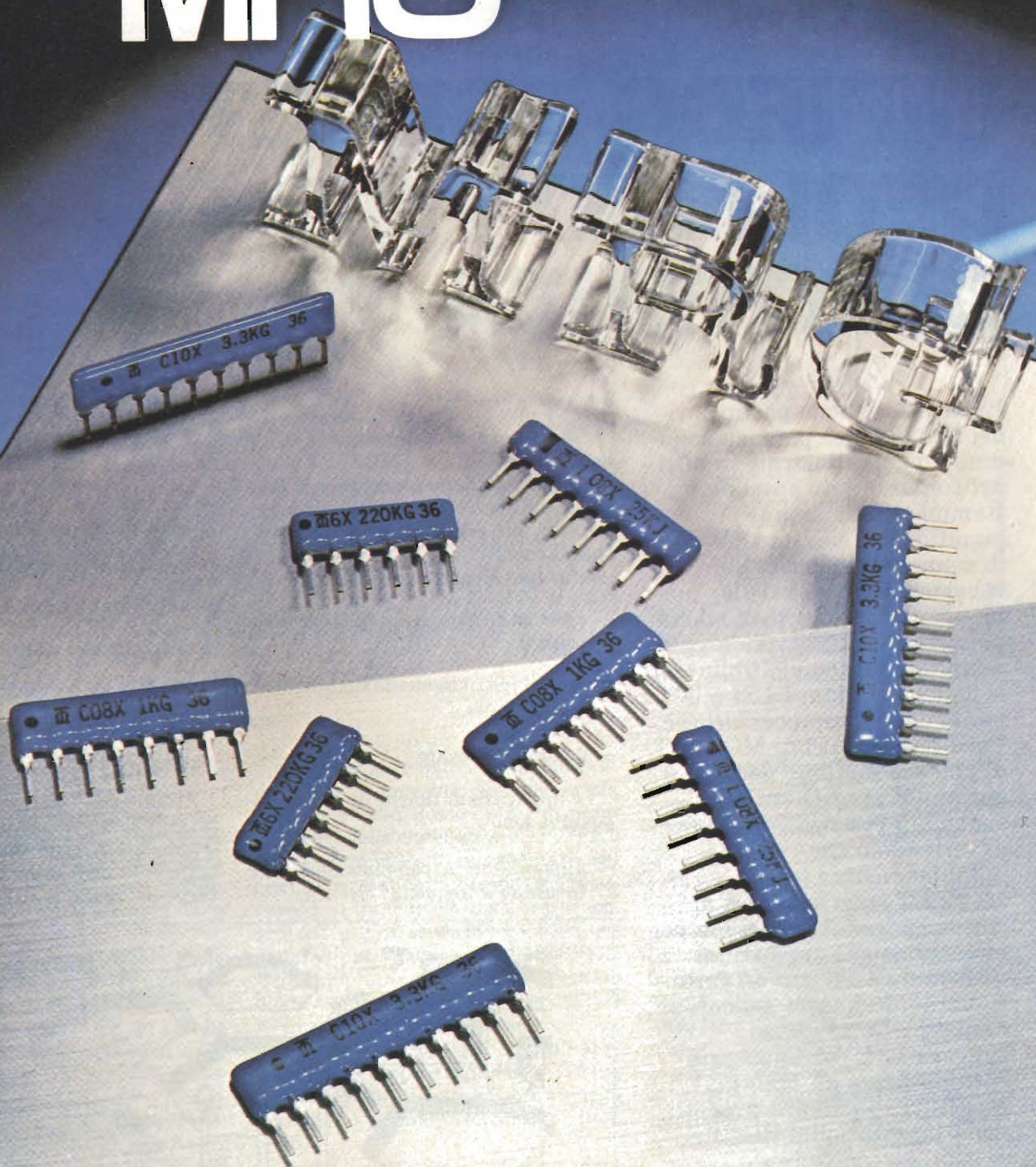
Motorola S.p.A.
Divisione Semiconduttori
att. ing. Paolo Cimarelli
Viale Milanofiori - Stabile C2
20094 Assago (MI)
Tel. 02/82.42.021

SIP RESISTOR NETWORKS

SERIES MRG

Actual Size

Standard C-Series — C08X 1KG 36

Lowprofile L-Series — L08X 25KJ

FEATURES

- Low Cost
- Thick film Performance and Reliability.
- Low Profile for High density packaging.
- Reduced PC board Space.
- Available to set up 0.1"(2.54mm)Pitch Continously.

Tama Electric Co., Ltd.

Per informazioni indicare Rif. P 11 sul tagliando

IMPIEGO CORRETTO DEGLI HEXFET DI POTENZA

Le caratteristiche particolari dei MOSFET di potenza sono ampiamente illustrate in altri articoli di questo speciale. Rammentiamo le più significative: velocità di commutazione elevata, robustezza a causa della mancanza del fenomeno della secondaria rottura, pilotaggio semplificato e compatibile con le logiche standard LSI o le uscite dei microprocessori ecc. Tutti i costruttori di MOSFET di potenza mettono però in guardia il progettista dei sistemi di potenza avvertendolo che indubbiamente i loro MOSFET sono superiori ai corrispondenti bipolari ma per ottenere queste prestazioni occorre trattarli con un certo riguardo. In questo articolo si danno pertanto alcuni suggerimenti per impiegare correttamente gli HEXFET, i MOSFET di potenza prodotti della International Rectifier.

Brian R. Pelly, International Rectifier

Nelle applicazioni lineari o in quelle di commutazione, gli *HEXFET* — i MOSFET di potenza prodotti dalla *International Rectifier* — offrono considerevoli vantaggi rispetto ai corrispondenti bipolari. Questi sono:

— elevata velocità di commutazione,

— assenza del fenomeno della seconda rottura,

— area di funzionamento sicuro (SOA) molto ampia,

— guadagno elevato.

Le applicazioni tipiche di questi dispositivi sono:

— alimentatori a commutazione che lavorano a frequenza elevata,

— chopper e inverter per sistemi di controllo della velocità di motori in cc e in ca,

— oscillatori a frequenza elevata per riscaldamento induttivo

— generatori di ultrasuoni

— amplificatori audio

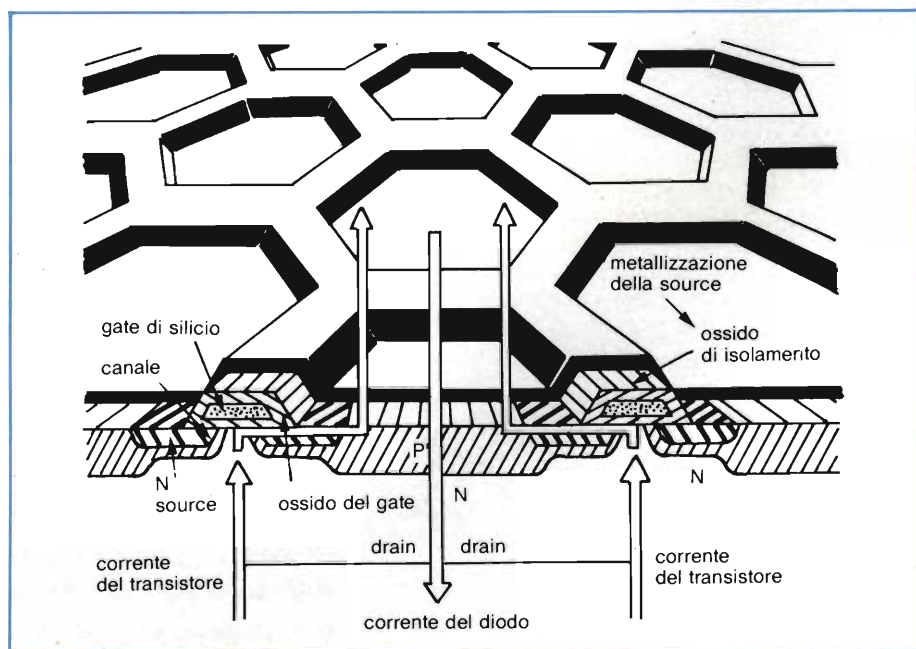
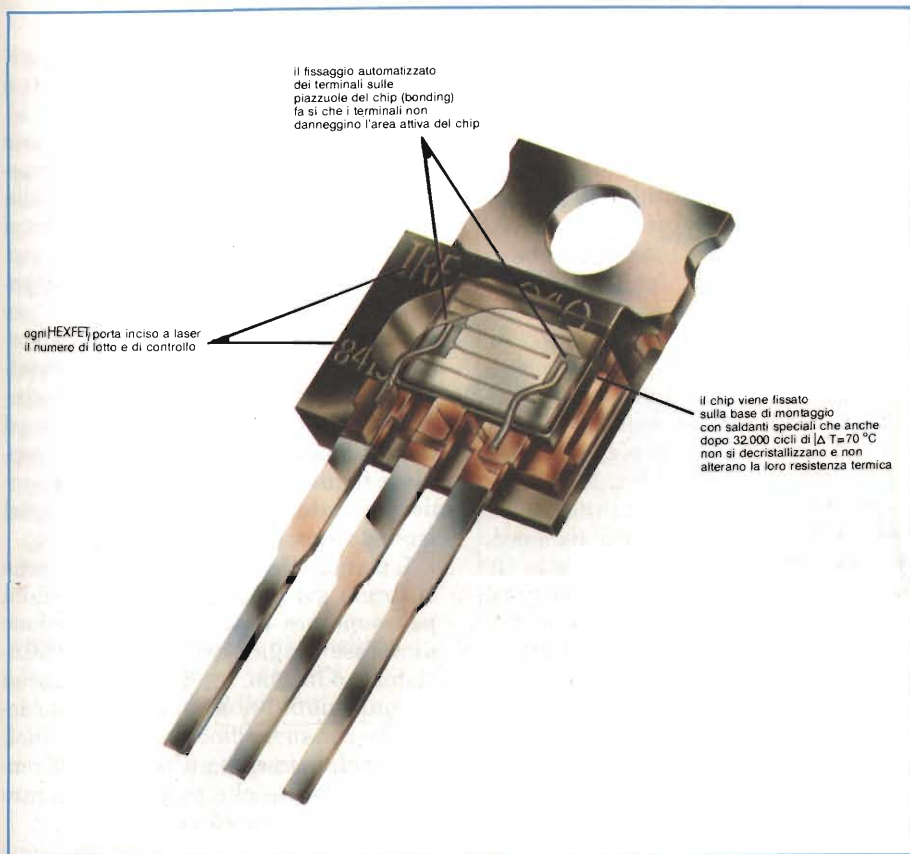
— trasmettitori AM,

— periferiche per computer,

— apparecchiature per impieghi militari e spaziali.

Attualmente esistono molti tipi di MOSFET di potenza. I primi avevano il loro chip strutturato a V (o a U); attualmente però prevale la tecnologia verticale, detta D-MOS, associata ad

Fig. 1 - Struttura del chip di un HEXFET; si tratta essenzialmente della tecnologia D-MOS a conduzione verticale.

Fig. 2 - Una variazione rapida di tensione tra source e drain produce un picco di tensione transitorio tra source e gate.

una struttura a celle del chip. L'HEXFET è realizzato in questa tecnologia: qui, la corrente del drain scorre *verticalmente* attraverso il corpo del dispositivo (silicio), indi in direzione orizzontale attraverso la zona del canale, uscendo di nuovo verticalmente dalla source.

Questa corrente è controllata dalla tensione applicata tra source e gate; la tensione applicata sul gate produce in corrispondenza del canale un campo elettrico che *modula* la resistenza interna del dispositivo. Il gate è isolato elettricamente dal corpo del dispositivo. Conseguenza: l'HEXFET viene a possedere un guadagno pressoché infinito.

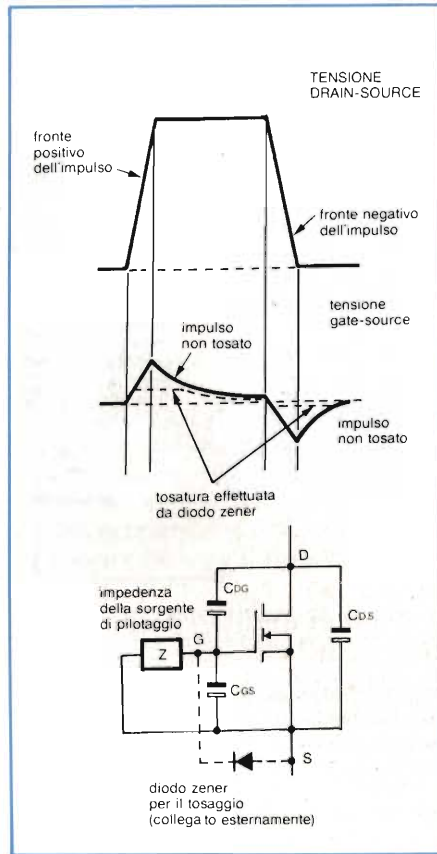
Una particolarità dei MOSFET è di avere "incorporato" nel vero senso della parola, un diodo inverso; dell'effettiva esistenza di questo diodo ci si può rendere conto osservando la *figura 1*, nella quale, quando il terminale della source viene reso positivo rispetto al drain, si ha uno scorrimento di corrente al centro della cella, attraverso una giunzione P-N polarizzata in senso diretto. In direzione *inversa*, l'HEXFET si comporterà quindi come un raddrizzatore a giunzione P-N.

Questo diodo è quindi una realtà circuitale, e la corrente che esso lascia passare è dello stesso ordine di grandezza di quella che scorre nel MOSFET vero e proprio. Molto spesso (specie nei circuiti con carichi induttivi), c'è la necessità di inserire un diodo raddrizzatore collegato in senso inverso all'interruttore di potenza, e cioè al MOSFET. Bene, impiegando l'HEXFET questo diodo c'è già, ed è quella giunzione P-N a cui si è accennato poc'anzi.

In questo articolo, più che un'applicazione particolare degli HEXFET daremo regole pratiche per il loro impiego corretto in alcune determinate situazioni.

Questi componenti possono dare molto più dei bipolari: bisogna solo saperli prendere, perché sono molto "delicati".

Precauzioni da prendere quando si maneggiano gli HEXFET di potenza

Sono quelle classiche che si devono mettere in atto quando si è in presenza di componenti MOS. (Vedi SELEZIONE di elettronica e microcomputer N. 1/1985 pag. 108 e pag. 117). In questo caso però, il pericolo che questi componenti possano essere danneggiati dalle scariche di elettricità statica è meno frequente che quando si maneggiano MOSFET per piccoli segnali.

Gli HEXFET di potenza hanno infatti una capacità d'ingresso molto elevata per cui l'eventuale carica introdotta in seguito alla manipolazione dei loro terminali non può far comparire sul gate livelli di tensione distruttivi.

Le regole pratiche illustrate negli articoli citati, se applicate, salveranno questi dispositivi dai danni prodotti dalle scariche di elettricità statica.

Attenzione ai picchi di tensione che possono formarsi tra source e gate

Questi picchi possono *forare* lo strato di ossido presente tra source e gate e danneggiare irrimediabilmente l'HEXFET. Questo è evidente. Non al-

BIPOLARI E MOSFET

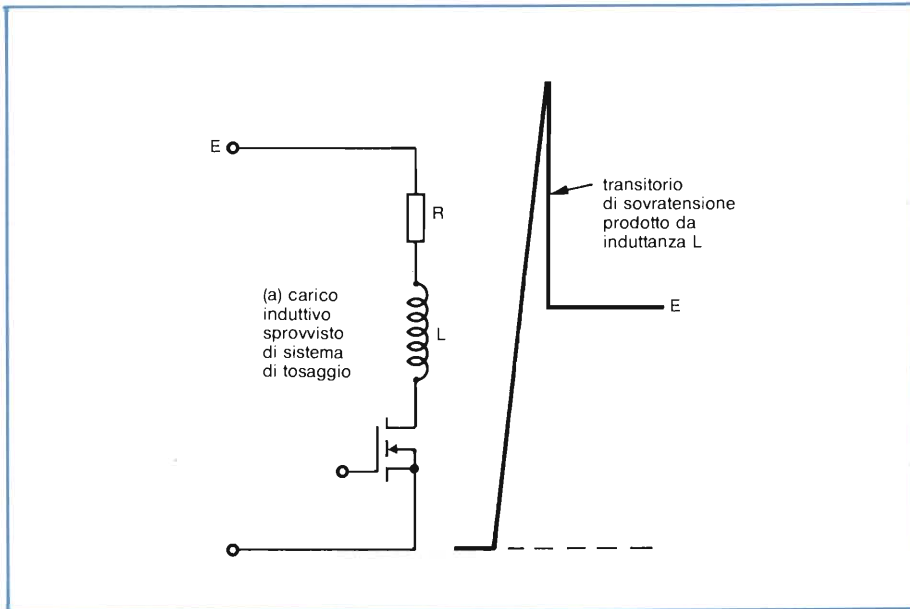



Fig. 3 - Transitorio di sovratensione che si forma tra source e drain quando un MOSFET con carico induttivo si trova nella fase off della commutazione.

Fig. 4 - Transitorio di sovratensione che si forma tra source e drain, in fase di commutazione off. Anche in questo caso, il carico è induttivo, e il picco di tensione, pur limitato dal diodo, è dovuto all'induttanza dispersa del circuito.

trettanto evidente è come un segnale di comando di gate di basso livello possa trasformarsi in un picco di tensione capace di forare lo strato tra gate e source.

Si osservi la *figura 2*. Si suppone che l'impedenza del circuito di comando Z sia molto elevata, e che il rapporto tra le capacità interne drain/gate e gate/source stiano in un rapporto di 1:6. Se la tensione drain/source subisce delle variazioni come quelle prodotte dall'impulso in alto, queste variazioni verranno accoppiate sul gate dalle capacità suddette. Così ad una variazione di 300 V della tensione source/drain corrisponderà un picco di 50 V tra gate e source.

Questi valori si hanno naturalmente supponendo (caso peggiore) che l'impedenza Z sia molto elevata rispetto alla capacità gate/source; un'impedenza elevata non è poi un caso tanto raro. Basta infatti che nel circuito di comando sia presente un'induttanza, per esempio, quella dispersa di un trasformatore di isolamento. Questa induttanza rappresenta un'elevata impedenza per un transitorio di tensione, ed effettivamente è in grado di disaccoppiare il gate dal suo circuito di comando per tutto il tempo della durata del transitorio.

Il transitorio di tensione positivo che si forma sul gate in queste condizioni può superare il valore della tensione ammessa sul gate e distruggere il transistore; non solo, ma può farlo entrare in conduzione anche quanto questo dovrebbe rimanere bloccato facendo inoltre circolare in esso un valore di corrente indesiderata che potrebbe superare anche i limiti ammessi.

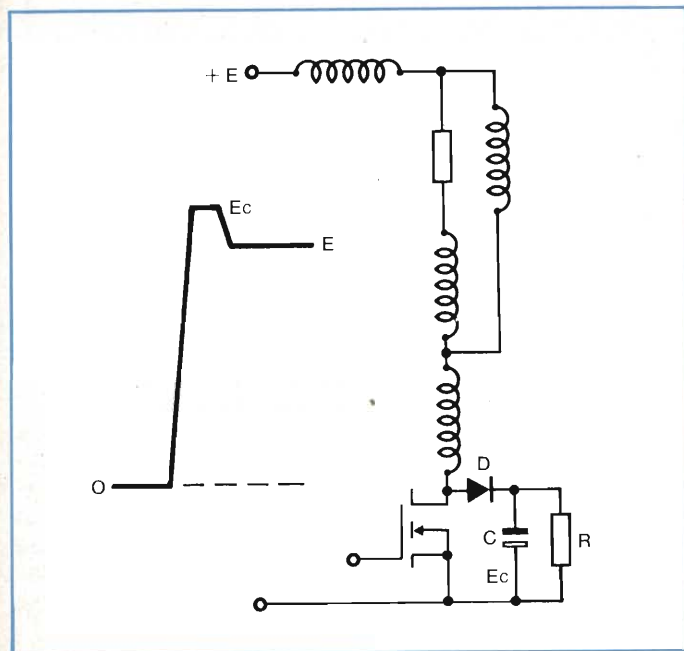
Per limitare questo picco di tensione indotto sul gate prodotto da una repentina variazione di tensione sul drain, il

Fig. 5 - In questo caso, il picco transitorio che si produce nella fase off viene ulteriormente tosato da uno zener collegato tra source e drain.

rimedio più semplice è inserire uno zener tra gate e source. Un altro efficace rimedio è rendere bassa l'impedenza del circuito del gate, in maniera che il picco indotto non superi il livello ammesso.

Osservando la *figura 2* si vede che può far apparire un picco di tensione spuria sul gate non solo un improvviso aumento di tensione sul drain (fronte positivo dell'impulso) ma anche una sua *diminuzione* (fronte negativo dell'impulso). In questo caso, il picco di polarità negativa non può far entrare in conduzione l'HEXFET e quindi è meno dannoso del picco positivo. Questo picco negativo può essere limitato dallo stesso zener che limita quello positivo.

Attenzione ai picchi di tensione tra source e drain prodotti in applicazioni switching

Il progettista inesperto pensa che se la tensione di alimentazione di drain è più bassa di quella ammessa eventuali picchi spuri che potrebbero formarsi sul drain in fase di switching-off dell'HEXFET non dovrebbero essere tali da distruggere il dispositivo.

La *figura 3* riporta l'andamento del picco transitorio che si forma sul drain quando l'HEXFET si trova in fase di bloccaggio; tale picco è dovuto alla presenza dell'induttanza L. Inoltre, più veloce sarà la fase di bloccaggio maggiore sarà il picco.

Di solito però, il picco prodotto dall'induttanza vera e propria (induttanza concentrata) viene limitato da un diodo.

Rimane comunque l'effetto dell'induttanza "dispersa", sempre presente, e della quale si deve tener conto agli effetti del transitorio.

Per limitare questo picco si ricorre come già detto, al solito diodo tosatore (*figura 4*) il quale però, siccome non entra subito in funzione a causa del suo "tempo di ricupero" non è detto che costituisca sempre il rimedio ideale. In pratica si collega più vicino possibile al drain e alla source, un diodo Zener (*figura 5*) cercando in questo modo di ridurre al minimo l'induttanza dispersa.

Un altro sistema di limitazione del picco sul drain è quello indicato in *figura 6*; qui il condensatore C fa da "serbatoio di carica" caricandosi su una tensione costante e il resistore R viene dimensionato in modo da disperdere l'energia "clampata" mantenendo nello stesso tempo la tensione dovuta ai capi del condensatore. Il diodo deve essere scelto in modo che la sua caratteristica di ricupero diretto non diminuisca l'effetto smorzante del circuito.

Per ridurre il picco sul drain, prodotto in fase di bloccaggio dell'HEXFET, si può ricorrere anche al circuito *snubber* riportato nella *figura 7*. Qui però il condensatore non solo limita il picco della tensione ma tende anche a rallentare la velocità della commutazione. Esso infatti assorbe energia durante *tutta la fase* della commutazione e non solo alla fine, come fanno i circuiti clamp suddetti. Lo snubber è quindi meno efficace del circuito clamp. Si tenga presente infine che il massimo picco sul drain si ha quando viene interrotta la corrente massima. L'andamento della tensione ai capi dell'HEXFET va controllato con un oscilloscopio capace di visualizzare fenomeni ad andamento veloce e quando il transistore ha il massimo carico.
Solo così si potrà valutare se il picco sul drain rientra nei livelli ammessi dall'HEXFET.

Non superare il picco di corrente ammesso

Questa sembra proprio una raccomandazione inutile: qualsiasi disposi-

Fig. 6 - La tosatura del picco è più marcata se al posto dello zener di figura 5 si inserisce una rete DRC.

Fig. 7 - In questo caso, il picco transitorio dovuto alla commutazione off viene rallentato e smorzato da una rete RC detta snubber, una rete cioè che funziona da "ammortizzatore".

BIPOLARI E MOSFET

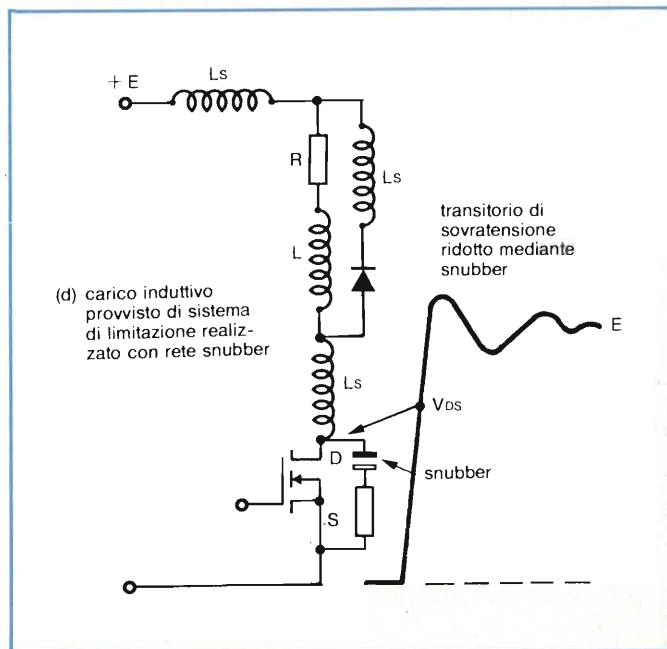
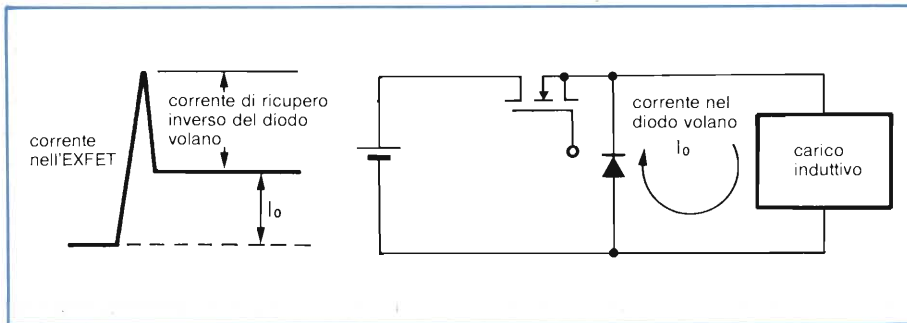



Fig. 8 - Portando in conduzione un HEXFET nel momento in cui un raddrizzatore si trova già in conduzione, si produce un elevato picco di corrente dovuto al fenomeno del ricupero inverso del raddrizzatore.

tivo infatti si guasta se gli si fa "passare dentro" una corrente che esso non può sopportare. Il guaio è che spesso si crede che il picco abbia un valore che rientra in quelli tollerati dal dispositivo mentre in realtà esso assume un valore molto più elevato.

Per esempio, quando il carico dell'HEXFET è una lampada, un termoelemento o un motore, *la corrente di spunto* può assumere valori molto elevati se non vengono prese particolari precauzioni.

In questi casi, il sistema più semplice per proteggere l'HEXFET consiste nel munirlo di un sensore di corrente, che tolga istantaneamente tensione all'HEXFET tutte le volte che in esso tenta di circolare una corrente molto elevata.

Un'altra situazione che fa circolare nell'HEXFET valori elevati di corrente si ha quando il transistore viene chiuso su un raddrizzatore che si trova in conduzione: in questo caso è il fenomeno del "ricupero inverso" del diodo la causa del picco di corrente. Questa situazione è illustrata nella *figura 8*.

In questo caso occorre impiegare un raddrizzatore veloce oppure rallentare la fase di commutazione dell'HEXFET in modo da limitare il picco di "corrente del ricupero inverso" del raddrizzatore.

Non superare il valore efficace (RMS) della corrente

Ogni HEXFET ha un suo valore di corrente continua di drain I_D ben definito. I fili di collegamento interni, le piazzuole sul chip alle quali essi fanno capo, la loro metallizzazione, sono stati tutti dimensionati per sopportare questo valore di I_D specificato nei data sheet.

Quando nell'HEXFET circola una corrente *alternata* (a impulsi o sinusoidale) il *valore efficace* di questa non deve pertanto superare il valore di I_D.

In pratica ciò vuol dire che in presen-

GLI HEXFET II: UNA NUOVA FAMIGLIA DI MOSFET DI POTENZA

L'International Rectifier sta introducendo una nuova famiglia dei suoi HEXFET: *gli HEXFET II*.
Sono dispositivi che lavorano a 50 V e che differiscono sotto molti aspetti dagli HEXFET che li hanno preceduti. Innanzitutto dal punto di vista costruttivo. Questi nuovi HEXFET impiegano infatti materiale a bassa resistività, utilizzano strati epitassiali molto sottili, posseggono anelli di guardia e piazzuole per i collegamenti più efficienti, ed hanno una densità di celle più elevata degli HEXFET convenzionali.
Tutti questi accorgimenti sono serviti ad un solo scopo: abbassare il valore della resistenza che il transistore presenta quando conduce, la nota $R_{DS(on)}$, che è stata ridotta di un fattore compreso tra 3 e 4,5 (a seconda delle dimensioni del chip) rispetto ai precedenti HEXFET da 60 a 100 V.

Fig. 1 - Struttura del chip di un HEXFET. Le celle-source, di forma esagonale, sono più di 500.000 per pollice quadrato. La tecnologia è DMOS a doppia diffusione.

Un vasto spettro di applicazioni

La necessità di disporre di un *interruttore statico* veloce, a basse perdite (e cioè bassa caduta di tensione tra drain e source), capace di assicurare una grande sicurezza di funzionamento nel tempo è una esigenza sentita nei settori del controllo dei processi industriali, e cioè negli azionamenti di potenza, nella strumentazione nelle telecomunicazioni e nell'auto. Qui, in particolare, l'esigenza di poter disporre di un *relé statico* in grado di sostituire i relé elettromeccanici si fa sempre più sentire via via che i sistemi di controllo a microprocessore vengono introdotti nel settore dell'automobile.

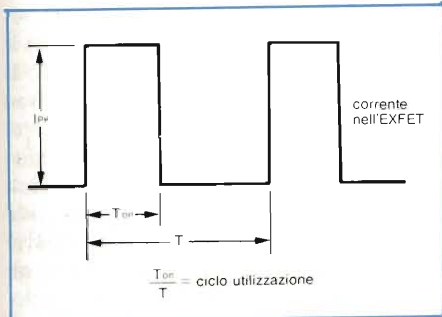



Fig. 9 - Perché la corrente di drain (I_D) rimanga entro i valori efficaci ammessi (I_{Deff}) occorre che il massimo picco di corrente ammesso I_{PK} corrisponda a $I_D/\sqrt{D}$ (vedi testo).

za di correnti ad impulsi, se l'impulso di corrente è I_{PK} e il ciclo di utilizzazione (duty cycle) è D, il valore massimo che potrà assumere l'impulso di corrente I_{PK} sarà dato da

$$I_{PK} = \frac{I_D}{\sqrt{D}} \qquad 1)$$

nella quale D corrisponde al rapporto tra la durata dell'impulso (t_{on}) e il periodo dell'intero ciclo di commutazione (T) (*figura 9*).

Il valore di I_{PK} dato nella 1) dovrà pertanto essere sempre inferiore a $I_{D(max)}$.

Mantenere il dispositivo entro i valori di temperatura stabiliti

Anche questa precauzione è ovvia, e l'HEXFET sottostà alle solite *regole termiche* valide per tutti i semiconduttori di potenza. Per comodità le riportiamo in breve.

L'HEXFET va montato su un dissipatore di calore. Questo dovrà essere dimensionato in maniera che, quando il dispositivo lavora nelle sue peggiori condizioni (e cioè, massima dissipazione, e massima temperatura ambiente ammessa), la sua temperatura alla giunzione ($T_{j\,max}$) non superi i 150 °C.

Quando l'HEXFET lavora in commutazione (switching), la potenza complessiva che esso dissipa è formata dalle perdite che esso ha quando si trova in piena conduzione (perdite di conduzione) e dalle perdite che esso introduce quando deve o entrare in conduzione oppure cessare di condurre (perdite di commutazione).

Sui tempi di commutazione off/on e on/off e sulle relative perdite, la temperatura non ha alcuna influenza. Ha invece influenza sulle perdite di conduzione dato che, in questa fase, la temperatura fa aumentare la resistenza interna $R_{DS(on)}$ dell'HEXFET. Di questo si dovrà quindi tener conto quando si progetta il dissipatore di calore.

L'induttanza dispersa è sempre in agguato

È stato più volte sottolineato che è *l'induttanza dispersa* la responsabile dei picchi di tensione sul drain, e di tutti gli altri nocivi effetti che essi producono. Tra questi ricordiamo:

— l'abbassamento della velocità di commutazione,

— lo sbilanciamento degli HEXFET

L'HEXFET II nelle periferiche dei computer

Ma è nel vasto settore delle periferiche dei computer che l'HEXFET II potrà affermarsi decisamente.

Prendiamo per esempio il settore delle *stampanti*. Per energizzare le bobine che azionano i martelletti, la maggior parte delle stampanti a matrice di punti utilizzano transistori bipolari, e più specificatamente, darlington. Per avere una buona qualità di stampa, occorre che l'impulso di corrente che circola nelle bobinette eccitatrici abbia fronti di *salita* e di *discesa* ben precisi e durate ben definite; questo si ottiene ricorrendo al sistema di modulazione di ampiezza (PWM).

Dovendo lavorare in queste condizioni, i darlington hanno problemi come notevoli cadute di tensione in fase-on, (da 1,5 a 2,5 V), una certa lentezza e perdite molto elevate durante i tempi di commutazione on/off, caratteristici del sistema di modulazione PWM.

Il contenitore standard di questi darlington è il noto TO-220, un contenitore economico, compatto, capace di funzionare anche da dissipatore di calore a causa della presenza della sua linguetta di rame. Ha comunque i suoi svantaggi, principalmente di natura meccanica; richiede infatti di essere inserito a mano, e pertanto implica un certo costo di manodopera e il rischio di essere inserito erroneamente. È inoltre ingombrante sia se viene montato verticalmente che adagiato sulla piastra. In entrambi i casi, è difficoltoso realizzare con esso una unità compatta.

L'ideale in questi casi sarebbe disporre di un dispositivo che possedesse un contenitore di piccole dimensioni, che avesse una ridotta dissipazione interna in maniera da non aver bisogno di un contenitore speciale che funzionasse anche da radiatore di calore, e infine che potesse essere montato automaticamente sulle piastre.

Un simile dispositivo esiste: è l'HEXFET II, il quale con la sua resistenza interna di appena 0,1 Ω può essere inserito in un contenitore DIL a 4 terminali (HEXDIP); inoltre, con i valori di corrente di 2,7 A efficaci (che possono arrivare a 5 A di picco con un ciclo di utilizzazione del 30%), può lavorare a temperature ambientali di 55 °C e dissipare appena 0,75 W, e pertanto, molto al di sotto di quello che potrebbe dissipare un siffatto contenitore al valore di temperatura ambiente suddetto.

Questo dispositivo può essere inserito nella piastra a circuito stampato mediante macchine automatiche con tutti i vantaggi di costo e di precisione di inserimento che il sistema automatico comporta. Si tenga infine presente che il contenitore DIL consente un cablaggio esente da fenomeni di interferenze (cross-talk), e questo riveste particolare importanza se si pensa che in una stampante occorrono dai 10 ai 30 dispositivi di questo tipo. Le stesse considerazioni e gli stessi vantaggi valgono per le unità di comando dei dischi.

■

BIPOLARI E MOSFET

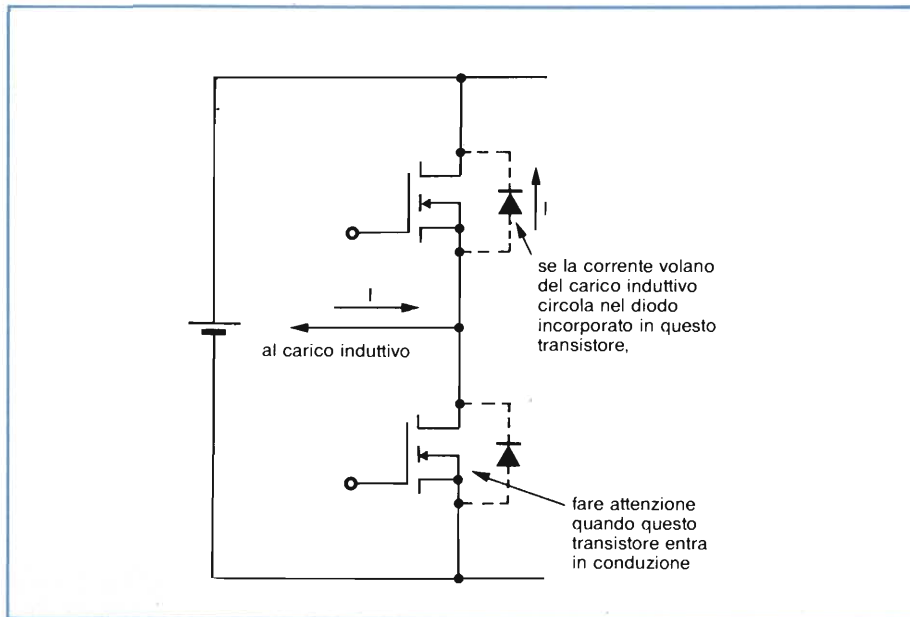



Fig. 10 - Il diodo raddrizzatore incorporato nel chip dell'HEXFET potrà essere utilizzato solo dopo aver attentamente analizzate le condizioni di funzionamento del circuito.

quando questi vengono montati più d'uno in parallelo,

— le oscillazioni parassite.

Occorre quindi ridurre al minimo questo tipo di induttanze, e questo si può fare rendendo più corti possibili i collegamenti fra i vari componenti, i ritorni a massa e utilizzando conduttori bifilari attorcigliati. Attuate queste elementari misure, al resto provvederanno i condensatori di disaccoppiamento sistemati nei punti "strategici".

Quando si impiegano più HEXFET collegati in parallelo occorre dare al circuito la massima simmetria in modo che le correnti risultino bilanciate. I gate di questi HEXFET in parallelo devono essere disaccoppiati tra loro mediante perline di ferrite inserite nei rispettivi terminali oppure mediante resistori in serie a ciascun gate. Quest'ultimi accorgimenti servono ad eliminare le oscillazioni parassite.

Utilizzare correttamente il diodo incorporato nell'HEXFET

Il diodo incorporato nell'HEXFET presenta, come ogni altro diodo il fenomeno del ricupero inverso delle cariche minoritarie. Il fenomeno del ricupero inverso pone dei problemi quando un

IL FENOMENO DEL RICUPERO INVERSO IN UN DIODO

La velocità con cui lavora un diodo raddrizzatore può essere misurata mediante vari parametri; questi sono indicati nella figura A, la quale mostra l'andamento della corrente di ricupero inversa in funzione del tempo.

Uno di questi parametri è *il tempo di ricupero inverso* (T_{rr}); questo è il tempo che intercorre tra il momento in cui inizia a circolare la corrente inversa e l'istante in cui essa scende assumendo un valore fisso che solitamente corrisponde al 10% del suo valore di picco (I_{RRM}).

Un altro parametro per valutare la velocità con cui lavora un diodo è *la carica immagazzinata* Q_s, rappresentata dall'area compresa dentro la curva corrente/tempo. Altri costruttori, per misurare la velocità di commutazione di un diodo ricorrono *al picco della corrente inversa* (I_{RRM}).

Indipendentemente dal parametro utilizzato, la cosa più importante quando si vuole stabilire un confronto tra diodi di differenti costruttori è assicurarsi che le condizioni di misura siano sempre le medesime. Le condizioni che occorre specificare sono le seguenti:

— la corrente diretta di regime (I_F): una corrente diretta elevata tende a fare aumentare sia il tempo di ricupero che la carica immagazzinata;

— la tensione di polarizzazione inversa (V_R); una tensione inversa di basso valore fa aumentare sia il tempo di ricupero che la carica immagazzinata;

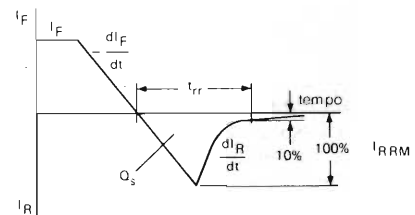



Fig. A - Grafico per illustrare il fenomeno del ricupero inverso.

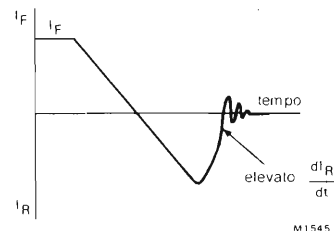



Fig. B - Effetto "snap-off".

— la velocità di caduta della corrente diretta ($-dI_F/dt$); velocità di caduta elevate tendono a ridurre il tempo di ricupero ma aumentano nello stesso tempo la carica immagazzinata;

raddrizzatore entra in fase di bloccaggio: più il raddrizzatore lavora lentamente e più il problema diventa complesso. Il raddrizzatore incorporato nell'HEXFET è abbastanza veloce, non ovviamente però quanto lo sono i raddrizzatori discreti veloci attualmente disponibili ma sicuramente più veloce di un raddrizzatore discreto convenzionale.

Se la sua velocità viene però confrontata con quella dell'HEXFET di cui si trova a far parte, bisogna dire che essa è più bassa. Ne consegue che quando l'HEXFET viene impiegato in un circuito veloce, e se il funzionamento del circuito richiede la presenza anche del diodo incorporato, quest'ultimo rappresenterà un *freno* alla velocità di commutazione del sistema. Quanta poi influenza avrà questo freno, questo dipenderà dalla struttura del circuito e dalle particolari condizioni di funzionamento.

Le applicazioni nelle quali la velocità di commutazione, e pertanto la frequenza di lavoro dell'HEXFET, risulta frenata dal diodo raddrizzatore incorporato sono:

— chopper cc/cc,

— inverter,

— controllori per motori elettrici, e così via.

In queste applicazioni vengono infatti utilizzati impulsi più o meno lunghi (PWM), e pertanto differenti velocità di commutazione. Fortunatamente, però, queste applicazioni non richiedono una commutazione estremamente veloce, e di conseguenza possono anche tollerare la caratteristica di ricupero inverso del raddrizzatore.

Per esaminare più da vicino questa situazione si consideri la *figura 10*. Questa struttura circuitale elementare si ritrova nella maggior parte dei chopper e degli inverter. Il carico è ovviamente induttivo. I due HEXFET sono collegati in serie ad una sorgente di tensione a bassa resistenza interna.

I guai cominciano quando la corrente volano proveniente dal carico induttivo viene commutata dal diodo incorporato in un HEXFET verso l'HEXFET "opposto". Se l'HEXFET d'ingresso entra in conduzione troppo velocemente, la corrente di picco di ricupero inverso del diodo incorporato nell'HEXFET opposto aumenterà molto rapidamente superando il limite ammesso ed eventualmente rovinando il dispositivo.

È possibile ridurre la corrente di picco del diodo raddrizzatore prodotta dal fenomeno del recupero inverso riducendo la velocità di commutazione della corrente del sistema.

Per ridurre questa velocità occorre diminuire *la pendenza* dell'impulso di comando applicato al gate. Ricorrendo a questo artificio, il picco di corrente potrà essere ridotto al valore desiderato. C'è solo un inconveniente: aumentano le perdite in fase di commutazione, in quanto aumenta il periodo di tempo che occorre al dispositivo per entrare in conduzione.

Gli oscillogrammi di *figura 11* chiariranno meglio questo comportamento. Portando il tempo di commutazione da 300 ns a 1,8 μs, la corrente di picco dell'HEXFET IFR 330 passa da 20 A a 10 A. Attenzione però: l'energia che il dispositivo dissipa durante questo tempo di commutazione più breve (e cioè 300

— la temperatura alla giunzione (T_j); valori elevati di temperatura aumentano sia il tempo di ricupero che la carica immagazzinata.

Anche l'andamento assunto dalla curva della corrente di ricupero inversa riveste la sua importanza; così, per esempio, se la corrente inversa diminuisce troppo bruscamente (presenta cioè l'effetto "snap-off" fig. B), ciò può avere serie conseguenze nel circuito; può infatti produrre fenomeni di irradiazione a radio frequenza oppure picchi di tensione ai capi di induttanze.

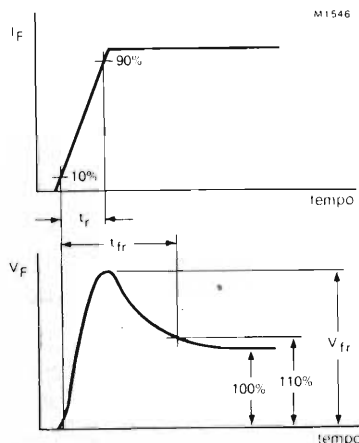



Fig. C - Grafico che illustra il fenomeno del ricupero diretto.

Con diodi affetti dal fenomeni "snap-off" può succedere che si producano picchi di tensione anche in presenza di induttanza dispersa; questi picchi possono distruggere sia il diodo che i componenti associati. Questo inconveniente si nota, in particolare, nei diodi PIN, e può essere attenuato ricorrendo a reti snubber (reti RC con funzione di "ammortizzatori").

Il fenomeno del ricupero diretto di un diodo

Questo fenomeno (*figura C*), causato da mancanza di portatori minoritari, ha luogo nel momento in cui alla giunzione P/N viene applicata tensione (turn-on). Infatti, in quell'istante (polarizzazione diretta), nella giunzione non è presente nessun portatore di cariche minoritarie, per cui, inizialmente, la caduta di tensione ai capi della giunzione è elevata. Via via però che si formano le cariche ed ha luogo la conduzione, questa caduta di tensione diretta diminuisce rapidamente fino ad assumere il valore di regime.
Il picco di questa iniziale caduta di tensione ai capi della giunzione viene chiamato *tensione di ricupero diretta* (V_{fr}).
Il tempo che intercorre tra l'istante in cui la corrente diretta assume il 10% del suo valore di regime, e l'istante in cui la caduta di tensione diretta si trova entro il 10% del suo valore finale di regime, viene chiamato *tempo di ricupero diretto* (t_{fr}). ■

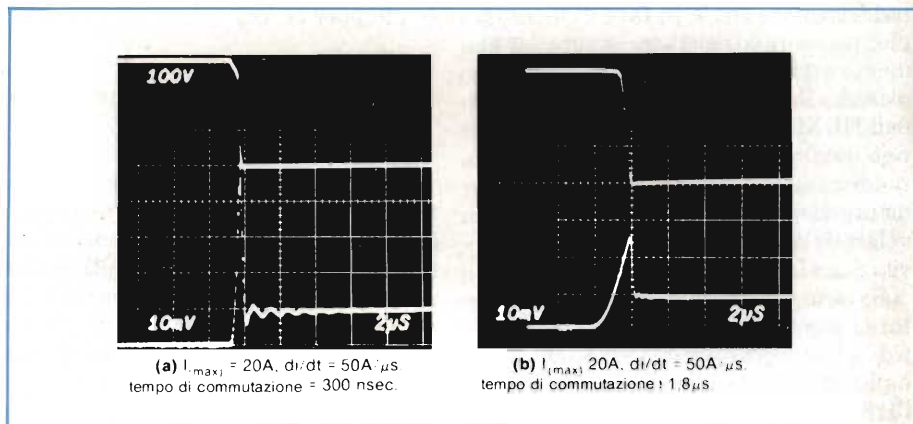
Fig. 11 - Oscillogramma dell'HEXFET IRF 330 che "commuta in un raddrizzatore polarizzato in senso inverso di un altro IRF330 con una corrente "freewheeling" di 4 A. Oscillogrammi (in alto) tensione = 100 V/div; (in basso) corrente = 4 A/div. Scala dei tempi = 2 μs/div.

100V

10mV 2μS

(a) $I_{(max)}$ = 20A, di/dt = 50A/μs
tempo di commutazione = 300 nsec.

10mV 2μS

(b) $I_{(max)}$ 20A, di/dt = 50A/μs
tempo di commutazione : 1,8μs

ns) è 0,9 mJ (millijoule) *figura 11 a*; essa diventa 2.7 mJ quando il tempo di commutazione viene *allungato* a 1,8 μs - *figura 11 b*.

Si tenga presente però che il *valore medio* delle perdite riscontrate nei due casi citati rientra nei valori ammessi dato che alla frequenza di 5 kHz, esso è 4,5 W (figura 11a) e 13,5 W (figura 11b).

Un'ultima osservazione: per limitare il picco di corrente non è necessario rallentare anche la fase-off della commutazione, e cioè il tempo che occorre al dispositivo per cessare di condurre. Ne deriva che l'energia dissipata in questa fase sarà sempre minore di quella spesa nella fase-on, e cioè durante il tempo richiesto per portare in conduzione il dispositivo.

Concludendo si può quindi dire che quando si lavora a frequenze dell'ordine di pochi kHz, a frequenze cioè che non richiedono tempi di commutazione on-off molto brevi, il sistema di diminuire la pendenza del fronte di salita dell'impulso di comando applicato al gate allo scopo di ridurre il picco di corrente del recupero inverso, rimane ancora il più semplice, e pertanto il più facile da attuare in pratica. ■

Per maggiori informazioni contattare

International Rectifier
att. dr. Masini - Via Liguria, 49 - 10071 Borgaro (TO) - Tel. 011/4701484

VIDEOBRIDGES MOD. 2150 E 2160

Il controllo di componenti passivi come resistori, condensatori e induttori destinati a lavorare a frequenze molto elevate richiede ponti di misura programmabili in frequenza, tensione e corrente, capaci di fornire misure dirette, deviazione percentuale e deviazione in valore assoluto con precisione dell'ordine dello 0,02%, inoltre software statistico e analogico, possibilità di memorizzazione dei dati e dei programmi su microcassette ecc..
Tutte queste caratteristiche sono attualmente fornite dai Videobridges Mod. ESI 2150 e 2160, i quali permettono di vedere direttamente i risultati delle misure effettuate, nonché la loro impostazione *direttamente* sullo schermo di un tubo a raggi catodici. Grazie alle interfacce RS-232 e IEEE-488, i risultati possono essere presentati stampati anche su carta da una stampante esterna.
Il ponte a CRT può misurare gamme di valori di RLCD molto estesi, per esempio da 0,001 pF a 10 F nel caso dei condensatori con una accuratezza dello 0,02%.
I parametri caratteristici dei resistori, induttori e condensatori possono essere misurati con segnali con frequenze da 20 Hz a 150 kHz e con passi di valori di tensione fino a 1500 mV e di corrente fino a 100 mA.
Il controllo a microprocessore permette al ponte a CRT di avere una precisione di ± 0,02%.
La possibilità di utilizzare una memoria non-volatile consente di proteggere i risultati delle misure in caso di mancanza della tensione della rete.

Maggiori informazioni possono essere richieste a:

ESI s.r.l.
Att. Ruggero Goldenberg
Centro Colleoni Palazzo Andromede Ing. 1
20041 Agrate Brianza (MI)
Tel. 039/637311

ELCO SYSTEM® S.p.A

ALIMENTATORI SWITCHING PROFESSIONALI

CONCESSIONARIA PER L'ITALIA

TDK®

Power Supply

Stab. e Uffici: 20037 Paderno Dugnano (MI) - Via Erba, 21 - Tel. (02) 9180906-9180512 - Telex 332804

BIPOLARI BATTUTI DA MOSFET MULTICHIP DI POTENZA

Fino a poco tempo fa era impensabile che i MOSFET, dispositivi notoriamente tanto fragili, potessero trattare correnti dell'ordine di 200 A. Ora esistono ed hanno una sigla ben precisa: MTE200N06 da 200 A/60 V e MTE200N05 da 200 A/50 V e sono prodotti dalla Motorola. In questo articolo, dopo un rapido raffronto con dispositivi analoghi bipolari, si danno alcune regole per il loro corretto impiego.

W. Schultz, Motorola S.p.A.

Attualmente, per applicazioni switching (on/off) veloci è disponibile una grande varietà di transistori bipolari: ci sono infatti quelli che lavorano a correnti medie e tensioni elevate (per esempio, 1000 V/10 A) e quelli che sopportano correnti elevate e tensioni relativamente basse (per esempio, 50 V/200 A oppure 100 V/100 A). Questi dispositivi si presentano in una grande varietà di contenitori e il progettista ha ampia possibilità di scelta.
I MOSFET di potenza dal canto loro sono più veloci, possono essere pilotati con maggiore facilità e pertanto minori costi, e ogni giorno che passa stanno "mangiando il terreno" ai bipolari. Nella *figura 1* sono riportate le strutture circuitali essenziali di un bipolare e di un MOS.

Uno degli ultimi MOSFET che ha "dato un buon distacco" ai bipolari è un "interruttore" che può far passare o bloccare (on/off) correnti di 200 A a 60 V, alla velocità di appena 200 ns.

C'è voluta indubbiamente una grande padronanza delle tecnologie caratteristiche di questo settore per poter realizzare un dispositivo di potenza così veloce.

È il valore estremamente basso della *tensione di saturazione* drain/source che si è riusciti ad ottenere in corrispondenza di tensioni di lavoro al di sotto di 100 V che ha dato "il colpo" decisivo al predominio dei transistori bipolari a giunzione nei quali, la corrispondente tensione emettitore-collettore, nelle stesse condizioni, è molto più elevata.

È un fatto: al di sotto dei 100 V, la resistenza tra drain e source $R_{DS(on)}$ che il MOSFET presenta quando si trova in piena conduzione è molto più bassa di quella dei bipolari corrispondenti; da qui le basse perdite che si registrano quando questi dispositivi si trovano nella fase on.

È questa indiscussa prerogativa (alla quale occorre aggiungere le basse perdite anche in fase di commutazione on-off, l'area di lavoro sicuro (SOA) più ampia, un circuito di comando sempli-

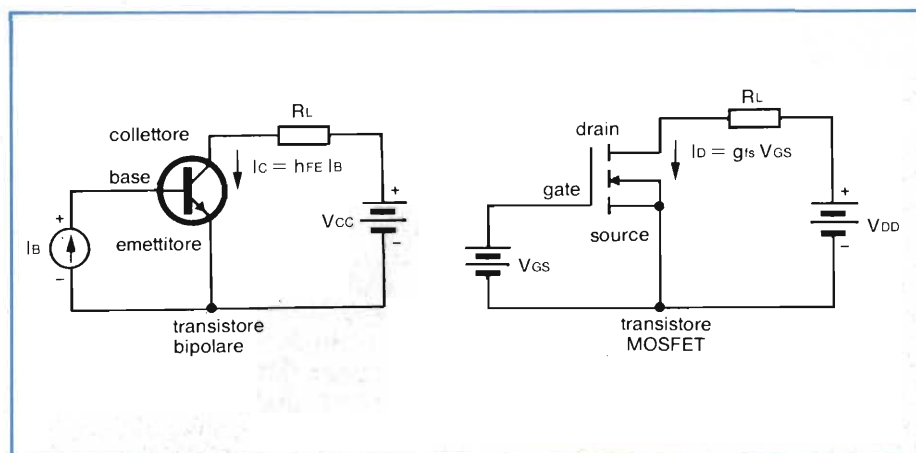



Fig. 1 - Le strutture circuitali di un bipolare e di un MOSFET sono essenzialmente uguali; l'unica differenza è che il transistore bipolare è pilotato in corrente, il MOSFET in tensione.
Anche la terminologia è differente (vedi tabella 1).

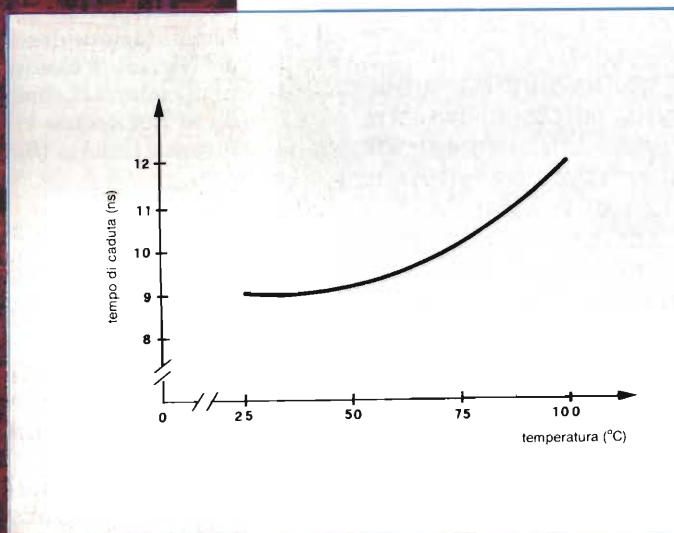
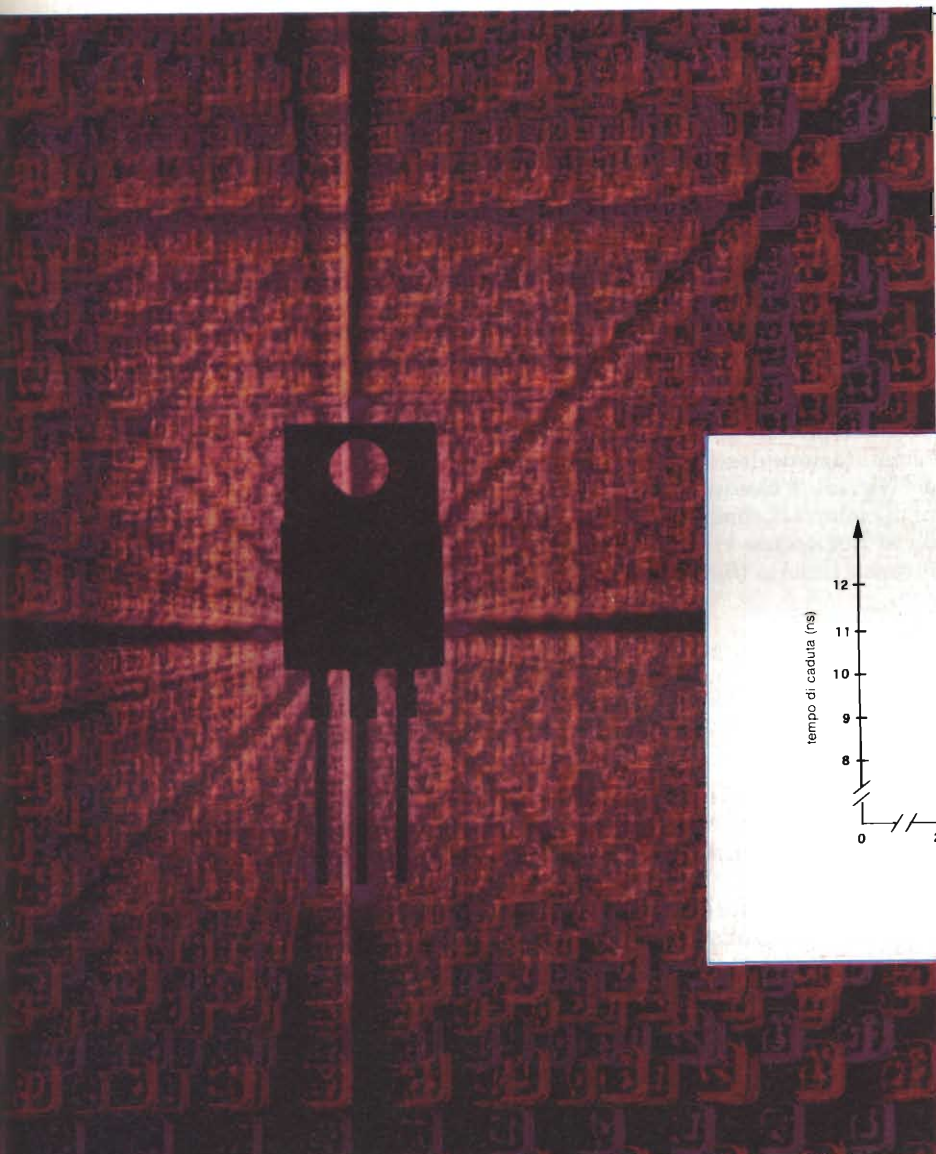



Fig. 2 - Il tempo di caduta dei MOSFET di potenza da 200 A MTE 200N06 e MTE 200N05 tende ad aumentare all'aumentare della temperatura; nei MOSFET a correnti basse esso rimane invece invariato.

ce), che da un po' di tempo incuriosisce sempre di più il progettista dei sistemi di azionamenti di potenza industriale.

Attualmente, questi MOSFET di potenza possono trattare, con 50/60 V di alimentazione, dalle 25 alle 50 A, ma sono in arrivo dispositivi capaci di lavorare a 100 A!

Con l'avvento dei tipi MTE 200 N06 (200 A/60 V) e MTE 200 N05 (200 A/50 V), il progettista si trova tra le mani componenti veramente nuovi. Ognuno di questi MOSFET, quando è attraversato da una corrente di 200 A, dissipa infatti solo 240 W mentre un bipolare equivalente, per esempio il tipo MJ10200 dissipa circa 440 W. Questi valori di dissipazione, il FET (formato da 4 chip collegati in parallelo) li dà con una tensione di comando di gate di 10 V mentre il bipolare li dà con una tensione di 5 V applicata in base. Portando la tensione di comando di gate del MOSFET a 20 V, la sua dissipazione quando si trova in piena conduzione, scende a 200 W; e questo significa che la sua tensione di saturazione tra source e drain è appena 1 V (data da una resistenza $R_{DS(on)}$ di appena 0,005 Ω. Anche a 100 °C, le perdite del MOSFET rimangono molto al di sotto di quelle dei corrispondenti bipolari.

Occorre però dire che man mano che aumentano le tensioni di lavoro, i MOSFET presentano perdite *dello stesso ordine di grandezza* dei bipolari; non solo, ma che, passati i 100 V, quelle dei bipolari sono addirittura più basse, fermo restando, ovviamente, le minori perdite in fase di commutazione, e la più semplice pilotabilità, caratteristiche indiscusse dei MOSFET. Bisogna infatti aggiungere che questi ultimi possono lavorare con impulsi di 60 V/800 A, larghi 10 μs, naturalmente con un rapporto impulso/pausa (duty cycle) del solo 5% senza andare incontro al fenomeno della seconda rottura

BIPOLARI E MOSFET

(second breakdown).

Attenzione però, la tensione di saturazione di un Darlington di potenza da 200 V/100 A è meno della metà di un equivalente MOSFET; in questo caso, il MOSFET eccelle per la velocità (20 kHz senza polarizzazione negativa) contro quella del Darlington che può andare solo da 5 o 10 kHz.

È ormai assodato che le caratteristiche di questi FET di potenza semplificano enormemente la progettazione di tutti i sistemi di conversione della potenza attualmente richiesti dall'industria. Ma per commutare correnti di 200 A alle velocità a cui possono lavorare questi dispositivi, occorre introdurre accorgimenti circuitali del tutto particolari. Così, per esempio, fenomeni secondari del tutto trascurabili quando le correnti in gioco sono dell'ordine di grandezza da 5 a 10 A, assumono grande importanza quando le correnti diventano 100 e 200 A. Per fenomeni secondari s'intendono, per esempio, l'elevata capacità d'ingresso del FET che deve essere caricata dall'impulso di comando e le induttanze sia del carico che quelle disperse dei collegamenti.

Tutti questi parametri pongono indubbiamente un limite alla velocità di commutazione desiderata e richiedono dei sistemi di clamping, per non parlare del tempo di commutazione che tende ad aumentare via via che la temperatura aumenta (*figura 2*).

MOSFET di potenza MOTOROLA MTE 200N05 e MTE 200N06 da 200 A di drain e 50/60 V di tensione drain/source.

Tabella 1 - Simboli utilizzati per indicare i parametri rispettivamente di un MOSFET e di un bipolare

Bipolare	MOSFET
Collettore	Drain
Emettitore	Source
Base	Gate
V(BR)CES	V(BR)DSS
VCBO	VDGO
I_C	I_D
I_{CES}	I_{DSS}
I_{EBO}	I_{GSS}
$V_{BE(on)}$	$V_{GS(th)}$
$V_{CE(sat)}$	$V_{DS(on)}$
C_{ib}	C_{iss}
C_{ob}	C_{oss}
h_{fe}	g_{fs}
$R_{CE(sat)} = \frac{V_{CE(sat)}}{I_C}$	$r_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_D}$

Per trasportare 200 A, il MOSFET utilizza quattro chip

Se questi dispositivi possono lasciare passare 200 A lo devono al loro contenitore che può dissipare in modo continuativo 500 W.

Questo contenitore, originariamente progettato per ospitare molti transistori darlington, è stato subito adattato per accogliere i chip di questi MOSFET di potenza. Oltre ai terminali del drain e della source accessibili mediante viti e dadi, esso è munito di una base di rame nella quale sono fissati i chip, la quale serve anche da dissipatore di calore.

È in questo basamento di rame che sono impiantati i vari chip. Si è detto *vari chip*, per il fatto che è stato dimostrato che non è conveniente ricorrere ad un unico chip di grandi dimensioni per avere molti ampere; è difficile infatti che un chip di grande superficie funzioni correttamente. Gli scarti in sede di produzione sarebbero molto elevati.

Attualmente non si va oltre i 275 mil quadrati. Ecco perché la soluzione di MOSFET di potenza realizzati con più chip per avere valori di corrente elevati si è dimostrata la più fattibile.

I tipi MTE 200N06 e MTE 200N05 sono fatti così; hanno cioè fissati sulla base di rame del loro contenitore 4 chip con superficie di 256 mil^2 collegati in parallelo; solo così possono trattare correnti continue dell'ordine di 200 A a 800V di picco.

Per far sì che questi 4 chip posseggano le stesse caratteristiche elettriche essi vengono prelevati uno dopo l'altro dal wafer di silicio; inoltre, per eliminare l'insorgere di oscillazioni parassite, dell'ordine di centinaia di MHz, le varie gate vengono collegate tra loro mediante resistori.

Nonostante l'elevata capacità d'ingresso, il comando di un MOSFET di potenza è sempre più semplice di quello richiesto da un bipolare

Le caratteristiche source/gate di questi MOSFET a correnti elevate sono pressoché identiche a quelle dei MOSFET a correnti medie.

Infatti, la loro *tensione di soglia* e cioè il valore di tensione richiesto per portarli in conduzione va da 1,5 a 4,5 V; e la tensione richiesta per portarli alla massima conduzione è 10 V.

Una notevole differenza si riscontra invece nella *capacità di ingresso* (C_{ISS}) la quale in un MOSFET da 200 A può arrivare fino a 18.000 pF, il doppio di quella di un MOSFET in contenitore TO-3 o TO-220; di questo valore così elevato si dovrà tener conto in sede di progetto.

Anche i resistori che collegano i vari chip tendono ovviamente ad incrementare la resistenza in serie al gate del dispositivo.

Questo incremento è di 1,5 Ω, e in molte applicazioni non è disturbante.

Il problema invece è dato dal valore elevato della capacità d'ingresso di questi dispositivi, e dalla maniera con cui reperire la extra corrente richiesta per la carica di questa capacità. Problema relativo però, se confrontato con quello riguardante il pilotaggio di un bipolare da 200 A. Altro è infatti applicare 10 V di polarizzazione di gate alla capacità d'ingresso di un FET, e altro è trovare dai 5 ai 10 A per pilotare la base di un bipolare darlington! E questo vale specialmente in applicazioni quali il comando dei motori dove la velocità di commutazione, raramente, ha molta importanza. In questi casi, infatti, il MOSFET può essere comandato direttamente da un circuito integrato, mentre chi è addentro a questi problemi sa

bene quanta esperienza e bravura sia richiesta per pilotare di base un analogo transistore bipolare.

I MOSFET possono essere bloccati molto velocemente. Così, per esempio, correnti di carico di 50 A possono essere interrotte entro pochi nanosecondi semplicemente applicando una tensione di polarizzazione negativa al gate. In generale si può dire che è possibile adattare la velocità di commutazione del FET alle particolari esigenze del circuito, semplicemente inserendo un resistore in serie al suo gate.

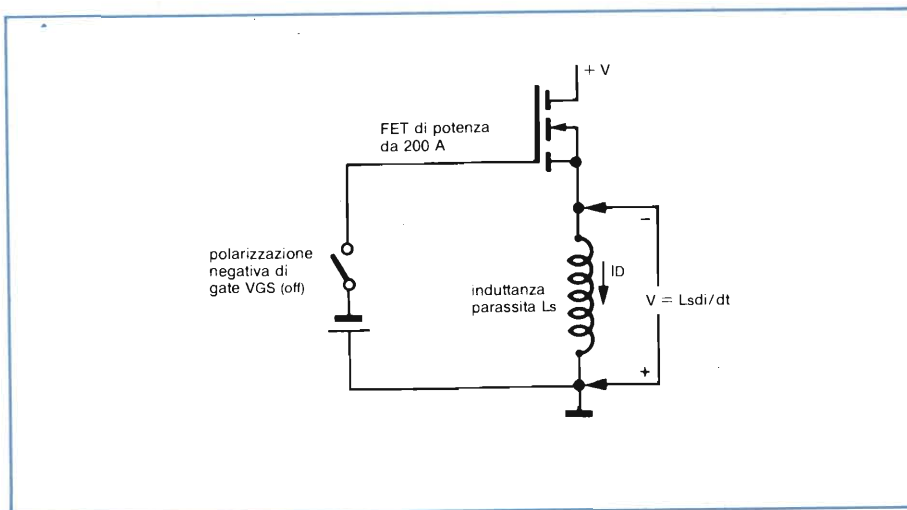
Per esempio, quando il MOSFET MTE 200N6 viene pilotato con + 10 V da una sorgente con impedenza di 50 Ω si dice che esso possiede un *tempo massimo di cross-over* di 2 μs. (Il tempo di cross-over è il tempo, in fase di turn-off, durante il quale scorre ancora corrente di drain e la tensione drain-source comincia ad aumentare; esso termina quando la corrente di drain assume un valore corrispondente al 10% del valore massimo).

La suddetta combinazione di 10 V/50 Ω corrisponde ai 200 mA della corrente di pilotaggio che qualsiasi circuito integrato di pilotaggio (come l'MC 34060) può fornire.

La specifica "tempo di cross-over pari a 2 μs" dà quindi un'idea esatta circa i tempi di commutazione che il dispositivo può dare in condizione di pilotaggio diretto, e indica inoltre che un funzionamento alla frequenza di commutazione di 5 kHz è l'ideale per un sistema di comando diretto. Tra l'altro, molte sono le applicazioni a correnti elevate che lavorano a questa frequenza.

A frequenze più elevate, la corrente dei circuiti di comando diretto va aumentata allo scopo di far fronte alle più elevate correnti di carica di picco del gate. Ciononostante, anche a frequenze superiori a 20 kHz, la circuiteria di comando di questi MOSFET risulta notevolmente meno complessa di quella degli equivalenti transistori bipolari.

Differenze in regime dinamico

È in comportamento dinamico che questi MOSFET a correnti elevate differiscono marcatamente dai MOSFET a correnti basse. Questo per il fatto che quando si tratta di commutare *correnti elevate a velocità elevata*, le induttanze disperse dei collegamenti del circuito si fanno sentire, ed allora i tempi di salita degli impulsi di commutazione, specificati per carichi resistivi, vengono alterati più che da R dal rapporto L/R.

Un'altra importante differenza tra MOSFET a basse e a correnti elevate riguarda *il tempo di commutazione* che nei MOSFET a correnti elevate viene influenzato dalla temperatura.

Normalmente, il tempo di commutazione non viene influenzato dalla temperatura, perché esso dipende dalla capacità gate/source, la quale, come è noto, non dipende dalla temperatura.

Per esempio, un MOSFET realizzato con un unico chip come il tipo MTM 15N20 da 150 V/20 A ha lo stesso tempo di commutazione (± 5%) a 25° e a 100 °C.

Nei FET a correnti elevate, le cose non vanno proprio così. Il fatto di essere realizzati con più chip introduce una nuova variabile: e cioè i resistori di silicio del gate che presentano un coefficiente di temperatura positivo (la loro resistenza aumenta cioè all'aumentare della temperatura). Ora, siccome la durata dei tempi di commutazione dipende, come si sa, dai resistori collegati in serie al gate, ecco perché questi FET a correnti elevate vengono ad avere un coefficiente di temperatura positivo, come indicato ancora nella *figura 2*, nella quale si vede che, passando da 25 °C a 100 °, il tempo di commutazione aumenta di 3 ns.

Occorre però precisare che quando l'impedenza della sorgente che pilota il FET supera i 10 Ω, l'effetto di questi resistori interni di gate diventa del tutto trascurabile.

Fig. 3 - L'interruzione di correnti dell'ordine di 200 A, produce a causa dell'induttanze parassite, picchi di tensione che rendono positivo il gate rispetto alla source. Questa tensione viene neutralizzata da una opportuna tensione di polarizzazione inserita nel circuito del gate.

Le induttanze parassite

Quando un MOSFET da 200 A viene bloccato in un tempo inferiore ad 1 μs, questa rapida variazione della corrente nel tempo (indicata normalmente con di/dt) produce a causa della presenza delle induttanze parassite dei vari collegamenti (Ls), transitori di tensione che rendono negativa (—) la sorgente nei confronti della massa, per cui il gate viene automaticamente ad essere più positivo nella misura determinata dal transitorio di tensione.

Conseguenza: il tempo di cross-over prima menzionato tenderà ad aumentare. Per riportarlo al suo valore nominale converrà inserire nel circuito del gate una tensione di polarizzazione negativa $V_{GS(off)}$ e non collegare direttamente a massa il gate; come appunto indicato nella *figura 3*.

Inoltre, osservando la *figura 4* si nota come a parità di valore di induttanza parassita dispersa, il tempo di cross-over aumenti all'aumentare della corrente di drain, e che esso può essere ridotto o eliminato del tutto ricorrendo al sistema di polarizzazione negativa del gate $V_{GS(off)}$ al quale si è accennato prima.

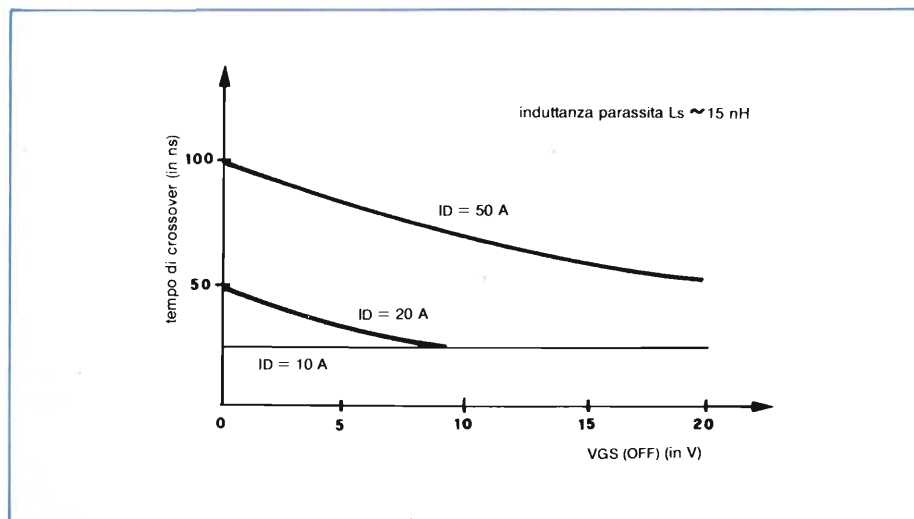



Fig. 4 - A parità di induttanza dispersa, il tempo di cross-over aumenta via via che aumenta la corrente di drain; tale aumento può essere neutralizzato mediante applicazione di una opportuna polarizzazione negativa di gate.

Fig. 5 - Sistema di controllo della velocità di un motore in continua da 1:2 HP attuato con impulsi variabili in ampiezza. Gli impulsi vengono forniti da integrati CMOS che funzionano rispettivamente da oscillatore e da buffer-pilota, e applicati sul gate di un MOSFET da 200 A/60 V.

MOSFET, dispositivi ideali per sistemi di controllo a bassa tensione

Questi sistemi di controllo della potenza (per esempio, inverter per gruppi di continuità) solitamente lavorano con tensioni fornite da batterie di accumulatori. In queste applicazioni, la caratteristica che più conta è *il rendimento*. Ora, i MOSFET di potenza sono gli unici dispositivi che, per le loro particolari caratteristiche possono soddisfare a questa esigenza. E i motivi per cui riescono a far sì che queste apparecchiature vengano ad avere un rendimento elevato sono noti ma li ripetiamo per comodità:

— minore potenza richiesta per il comando del loro gate,

— minore dissipazione sia per portarsi alla massima corrente ammessa (fase-on) sia per interrompere questa corrente (fase-off): in altre parole, basse perdite di commutazione,

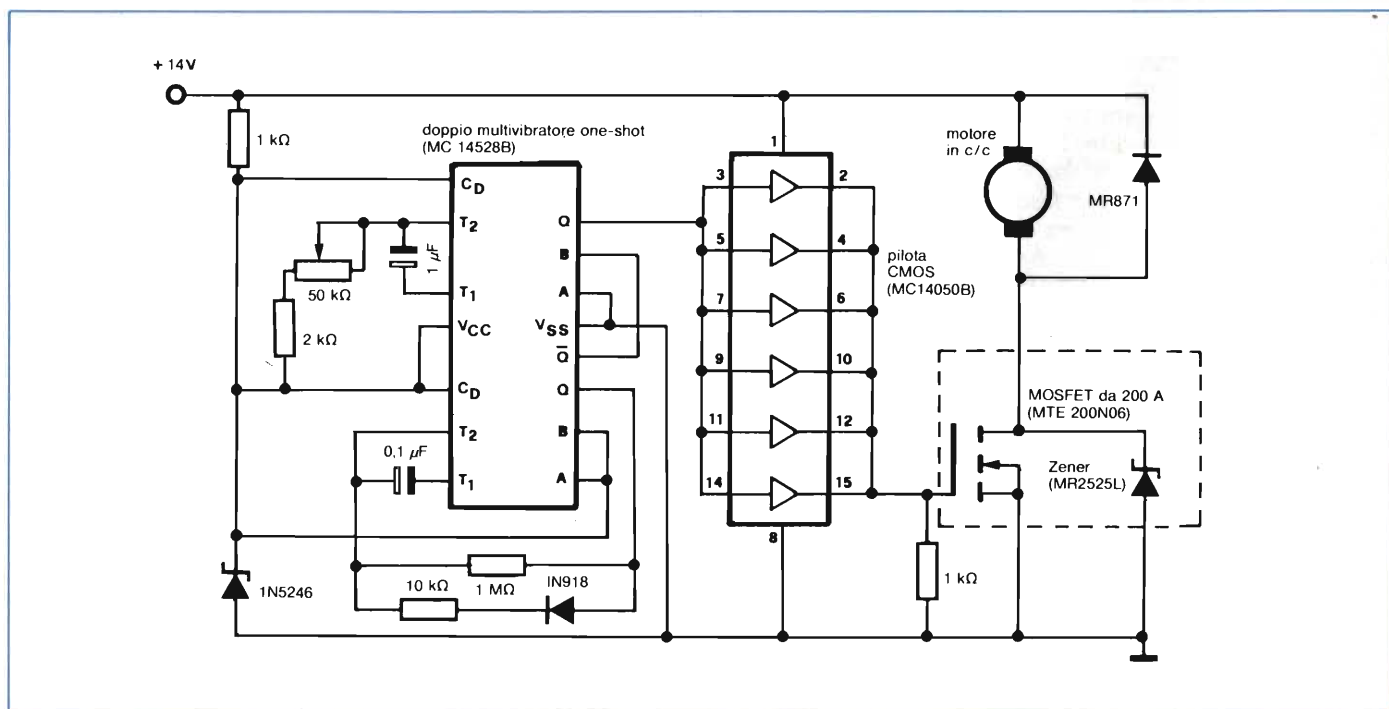
— bassa dissipazione del dispositivo quando si trova in fase di conduzione; e questo è dovuto al basso valore della resistenza $R_{DS(on)}$ tra source e drain, come più volte detto.

Ma esaminiamo più in dettaglio questi pregi.

La circuiteria di comando del gate non solo è molto semplice ma quello che più conta agli effetti del rendimento, è che "consuma" poco. Ecco un esempio; il bipolare MJ10200 richiede 5 A di corrente di base per avere una corrente di saturazione di collettore di 200 A. Se si usa un accumulatore da 12 V, ciò significa una potenza dissipata di 60 W.

Per pilotare un MOSFET alla corrente di saturazione di collettore di 200 A occorre invece solo 1 W.

Per ciò che riguarda il secondo punto bisogna far presente che quando si la-

vora a frequenze superiori a 20 kHz, *le perdite di commutazione* prevalgono sulle perdite *statiche*. Ma in queste condizioni si è dimostrato che il MOSFET è l'"interruttore veloce" ideale, che sostituire un bipolare con un MOSFET non presenta problemi, e che con questa sostituzione le perdite di commutazione vengono ridotte a metà.

Per ciò che riguarda il terzo punto, e cioè, la caduta di tensione tra source e drain quando il MOSFET è attraversato dalla massima corrente di drain, occorre dire che questa è dell'ordine di pochi mV. Altro esempio: l'MTE 200N05 quando conduce una corrente di 25 A dà una caduta di tensione tra source e drain di soli 150 mV. Agli effetti del rendimento, questo è un fattore molto importante al quale, se si aggiunge la bassa potenza di pilotaggio e le ridotte perdite di commutazione, si avrà allora il quadro completo dei fattori che fanno del MOSFET un dispositivo di potenza a rendimento veramente elevato.

Un esempio: comando di un motore alimentato mediante accumulatore

È indicato nella *figura 5*. È l'applicazione ideale nella quale vengono sfruttate le due caratteristiche più importanti dei MOSFET per correnti elevate: il rendimento e l'estrema semplicità del circuito di pilotaggio.

Il motore in continua ha una potenza compresa tra 1 e 2 cavalli, il comando del MOSFET, collegato in serie al motore, è attuato da dispositivi CMOS, combinati con un circuito a doppio clamping.

Il primo CMOS è un doppio multivibratore monostabile (MC13528); un monostabile è collegato in modo da lavorare come astabile, e di conseguenza, funziona da oscillatore a impulsi; l'altro monostabile lavora come flip-flop (one-shot). La larghezza dell'impulso d'uscita di quest'ultimo è regolabile, e di conseguenza fissa il rapporto impulso/pausa (duty cycle) desiderato, e in definitiva la corrente lasciata passare dal MOSFET la quale, a sua volta, determina la velocità di rotazione del motore.

Per poter far fronte alla capacità d'ingresso di 14.000 pF del MOSFET MTE200N06, l'impulso di comando fornito dal 13528 viene bufferato ad opera del CMOS MC 14050B. La doppia azione di clamp richiesta è attuata qui dal raddrizzatore a bottone per auto MR 1515 L, utilizzato come diodo zener. Possiede una tensione di zener di 28 V; può essere inserito nel foro praticato nel radiatore di calore, per cui l'induttanza dei collegamenti viene ridotta al minimo e il trasferimento del calore è massimo.

Questo zener provvede a tagliare via i picchi di tensione di commutazione che il diodo volano (l'MR 871) non riesce a "prendere" a causa dell'induttanza dispersa dei cavi di collegamento.

Questa struttura circuitale permette di dare le caratteristiche di velocità e di corrente elevate che deve possedere il circuito clamp. Assegnando alla tensione di rottura di zener un valore leggermente superiore alla tensione del diodo clamp, lo zener provvederà a "tagliare" la tensione di flyback durante le prime decine o centinaia di nanosecondi. In questo caso, lo zener "fornisce" la velocità elevata necessaria alla protezione del transistore mentre il diodo clamp a corrente elevata notoriamente più lento s'incaricherà di "trattare" la maggior parte dell'energia in gioco. ■

Per ulteriori informazioni, rivolgersi a

Motorola S.p.A.
Divisione Semiconduttori
att. ing. Paolo Cimarelli
Viale Milanofiori - Stabile C2
Tel. 02/82.42.021

SISTEMI DI PROTEZIONE DEI SIPMOS

I MOSFET di potenza sono dispositivi i quali, per poter dare le loro eccellenti prestazioni richiedono dal progettista un trattamento particolare, un po' più accurato di quello usato con i bipolari. In un articolo di questo "speciale" si è cercato di illustrare il meccanismo di funzionamento dei MOSFET di potenza, allo scopo di dare al progettista delle "regole di comportamento" adeguate a questi componenti. Qui, queste regole vengono concretizzate in suggerimenti pratici applicabili ai MOSFET in generale, ma principalmente ai SIPMOS, e cioè ai MOSFET di potenza prodotti dalla Siemens.

M. Herfurth, H. Pelka, H. Rabl, W. Schott, Siemens - S.p.A.

La Siemens chiama i suoi *MOSFET di potenza SI-P-MOS* (*SI*emens-*P*ower-*MOS*). Gli indiscussi vantaggi che questi transistori di potenza presentano nei confronti dei loro corrispondenti transistori bipolari possono essere riassunti così:

- elevati valori di potenza trattata o commutata,
- tempi di commutazione (on-off) brevi,
- frequenza-limite di lavoro molto elevata,
- possibilità di essere collegati in parallelo allo scopo di aumentare la corrente trattata,
- assenza dei cosiddetti "tempi di immagazzinamento" delle cariche,
- andamento lineare delle curve caratteristiche di uscita.

Per poter sfruttare appieno tutte queste notevoli proprietà occorre però che il progettista approfondisca alcuni comportamenti caratteristici di questi dispositivi. In altri articoli di questo "Speciale" sono stati evidenziati alcuni di questi comportamenti. In questo articolo verrà posto l'accento:

1) sulle tensioni di alimentazione di un SIPMOS;
2) sulle misure da porre in atto per mettere al riparo il dispositivo contro i pericoli derivanti dall'applicazione di tensioni di alimentazione troppo elevate.

Cosa succede quando si applica la tensione di alimentazione ad un transistore SIPMOS

La *figura 1* riporta un transistore SIPMOS, più precisamente il relativo circuito equivalente (racchiuso dentro il rettangolo); nel circuito di drain è stato inserito un carico R_L. La tensione di alimentazione viene applicata tramite l'interruttore S1. Quando quest'ul-

Fig. 1 - Circuito equivalente di un SIPMOS nel quale il gate non è collegato al circuito di comando.

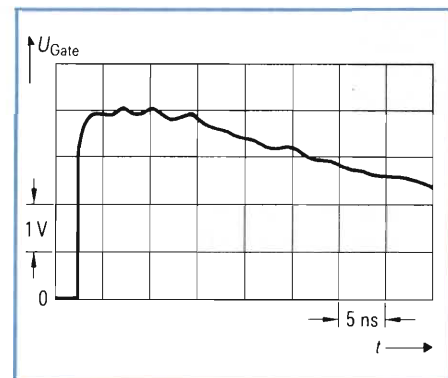
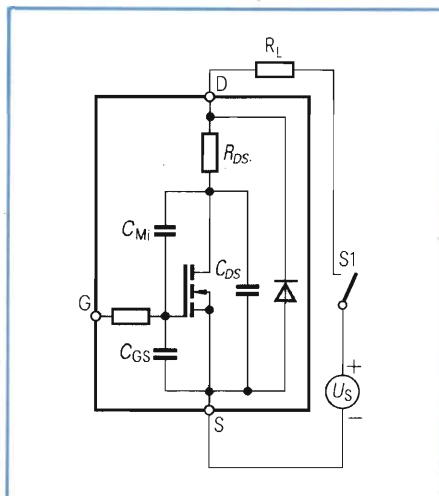
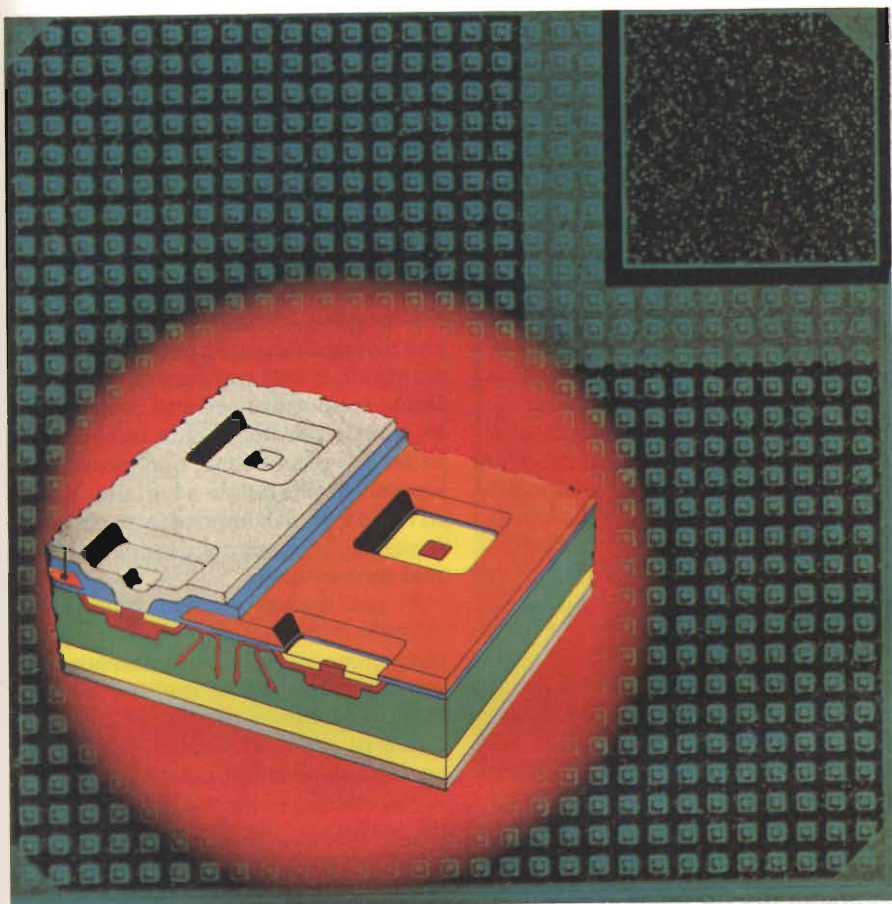



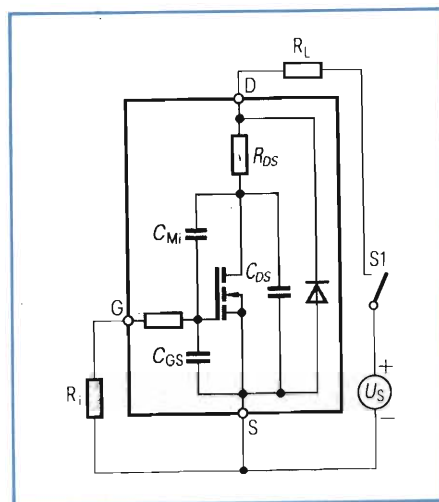
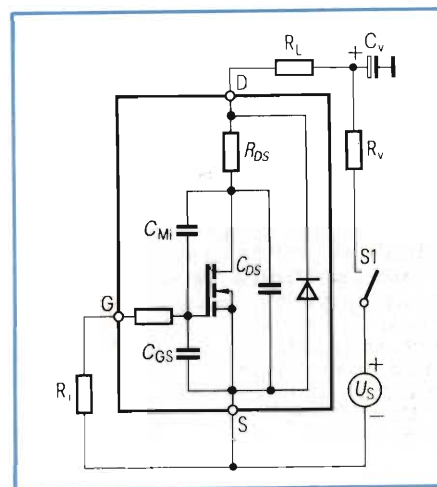
Fig. 2 - Andamento della tensione sul gate quando viene applicata tra source e drain una tensione di alimentazione di 30 V.

Fig. 3 - La resistenza R_i tra gate e source impedisce che il transistore possa entrare "spontaneamente" in conduzione all'atto dell'applicazione sul drain di una tensione superiore a 30 V.

Fig. 4 - Altro sistema di protezione dei SIPMOS.

timo è aperto, alle capacità interne del transistore non risulta applicata nessuna tensione. In queste condizioni, la capacità di Miller C_{Mi} (capacità drain-/gate), che dipende dalla tensione, assume un valore molto elevato; la capacità tra gate e source (C_{GS}) è invece molto più bassa, e non dipende affatto dal valore della tensione ad essa applicata.

Se ora si chiude il circuito di drain (S1 chiuso) e non si collega il gate, oppure lo si collega ad una resistenza di valore molto elevato succederà che la capacità source/gate si caricherà molto velocemente ad opera della capacità di Miller, una capacità molto più grande come si è visto. Se poi, la tensione che si forma sul gate in seguito a questo processo di carica, supererà la *tensione di soglia*, che ha il valore caratteristico di 3 V, vedremo il transistore iniziare *spontaneamente* a condurre (*figura* 2), senza che sia stato applicato alcun segnale sul gate; questa entrata in conduzione sarà tanto più pronta e veloce quanto più elevata sarà la tensione applicata al drain.

Si è riscontrato inoltre che una tensione di drain di 30 V è già sufficiente a portare in conduzione il transistore. Non parliamo poi di tensioni di drain più elevate le quali potrebbero distruggere il transistore all'atto della loro applicazione, e questo sia a causa di un sovraccarico termico sia a causa di una eccessiva tensione che si forma tra source e gate.

Per neutralizzare questo fenomeno è norma collegare tra source e gate del SIPMOS un resistore di basso valore (R_i). Questo valore deve essere tanto basso da impedire che, all'atto dell'applicazione della tensione di alimentazione sul drain, la tensione di gate che tale applicazione produce, superi la tensione di soglia caratteristica del SIPMOS che, come si sa, s'aggira sui 3 V (*figura 3*). Attuando questo accorgimento succede che la *corrente di spunto* proveniente dalla capacità di Miller, ora non andrà più quasi tutta a caricare la capacità gate/source (C_{GS}) ma si diramerà nel resistore a basso valore R_i.

Sotto questo punto di vista, un considerevole ulteriore miglioramento si consegue introducendo nella linea di alimentazione, la rete RC (R_v/C_v) come indicato in *figura 4* oltre a ciò, questa rete serve ad eliminare il ronzìo di rete e a bloccare eventuali picchi di tensioni spurie presenti sulla tensione della rete; tende inoltre a rallentare l'aumento della tensione di alimentazione al momento della sua applicazione, per cui, in queste condizioni, è anche possibile aumentare sensibilmente il resistore R_i di figura 3, tutto a vantaggio di

BIPOLARI E MOSFET

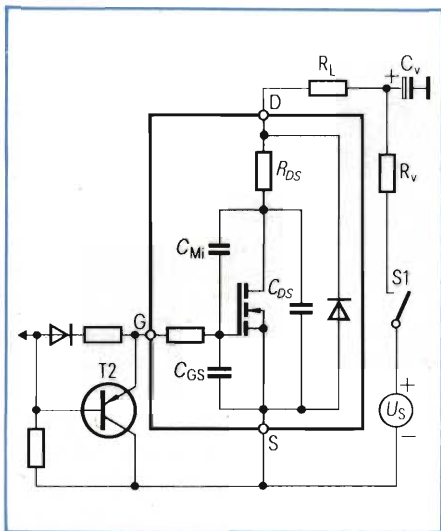
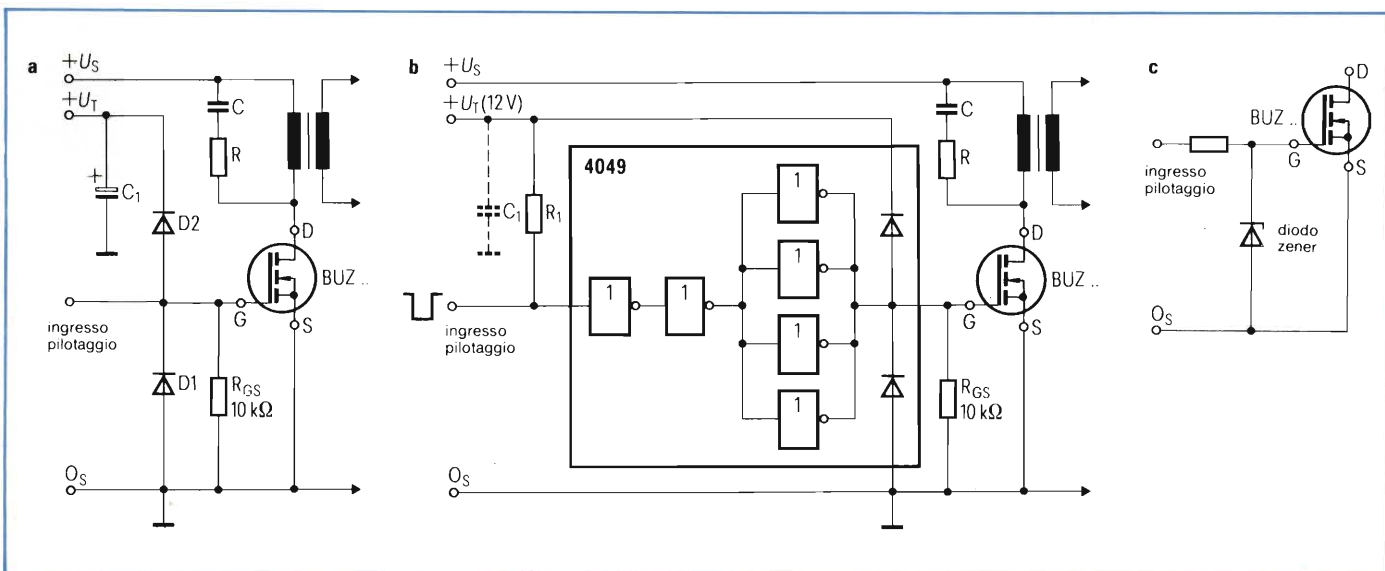



Fig. 5 - Circuito che permette di pilotare il SIPMOS con una sorgente di tensione a resistenza interna elevata.

Fig. 6 - Circuiti tendenti a proteggere il SIPMOS da entrate in conduzione prodotte da tensioni di comando troppo elevate. a) protezione del gate mediante diodi; b) in questo caso, i diodi di protezione di a) risultano integrati nell'unità buffer 4049; c) protezione del gate attuata con un diodo zener.

una maggiore pilotabilità del SIPMOS.

Volendo però pilotare il SIPMOS tramite un resistore di valore elevato, e non desiderando, nello stesso tempo, che esso venga portato in una conduzione *forzata* all'atto dell'applicazione della tensione sul drain, allora occorrerà ricorrere ad altri artifici, per esempio al transistore T2 di *figura 5*, presente nella maggior parte dei circuiti di comando dei SIPMOS.

Questo transistore si comporta così al momento dell'applicazione della tensione al drain: esso comincia a condurre non appena viene superata la soglia caratteristica della tensione emettitore/base la quale essendo di 0,7 V inferiore alla soglia caratteristica di entrata in conduzione del SIPMOS farà in modo che quest'ultimo rimanga bloccato fino a quando una tensione di ingresso positiva bloccherà T2.

Conclusione: tutti i circuiti, da figura 3 a 5, impediscono che il SIPMOS possa entrare in conduzione a causa dell'applicazione della tensione di alimentazione al drain.

Bloccaggio del SIPMOS in caso di pilotaggio inadeguato

Molto sovente i transistori di commutazione vengono distrutti per il fatto che essi, quando devono condurre non conducono abbastanza. Questa situazione si verifica sia nei transistori bipolari che nei MOSFET di potenza, e cioè nei SIPMOS.

Mentre però i progettisti hanno presente la suddetta situazione quando lavorano con i transistori bipolari, e di conseguenza prevedono circuiti di pilotaggio sovradimensionati, altrettanto non succede quando lavorano con i MOSFET di potenza, forse per il fatto che questi non richiedono circuiti di pilotaggio di potenza, in quanto sono comandati in tensione e non in corrente.

Viceversa, è proprio nei MOSFET che un insufficiente pilotaggio può distruggerli; questi transistori, infatti, potendo sopportare correnti molto elevate, vanno più facilmente in rovina se, in fase di conduzione, non ricevono un segnale di pilotaggio adeguato. Vanno in rovina per il semplice fatto che viene superata la massima dissipazione che essi ammettono.

È per questo motivo quindi che, quando si progetta un circuito di commutazione, occorre prevedere un sistema di protezione che interrompa il circuito di comando, tutte le volte che esso non è in grado di fornire al MOSFET un segnale di pilotaggio adeguato.

Nei circuiti integrati che la Siemens ha realizzato per il comando di SIPMOS impiegati negli stadi di potenza degli alimentatori stabilizzati a commutazione (i famosi TDA 47 ...), è incorporato un sistema di protezione che blocca l'impulso di comando al SIPMOS, tutte le volte che esso risulta insufficientemente ampio, salvando in questo modo il transistore.

Quando non vengono impiegati questi integrati, occorre ovviamente realizzare un circuito di protezione che produca gli stessi effetti.

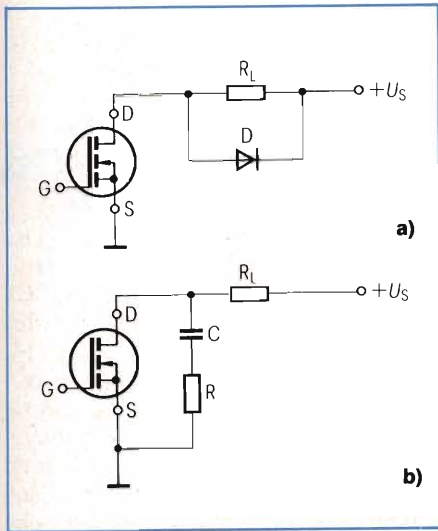



Fig. 7 - Circuiti di protezione dei transistori SIPMOS nel caso di tensioni drain-source troppo elevate; a) protezione del drain realizzata da un diodo; b) protezione del drain realizzata con una rete RC.

SIPMOS II: I MOSFET DI POTENZA SIEMENS DELLA SECONDA GENERAZIONE

Questi dispositivi godono di tutti i perfezionamenti apportati in questi ultimi tempi alle tecnologie con cui vengono realizzati questi componenti. La famiglia BUZ 70 ... comprende tipi con valori di tensione di drain che vanno da 30 a 400 V, e corrispondenti correnti di drain da 12 A a 2,5 A. Interessanti sono i bassi valori della resistenza interna $R_{DS(on)}$ che il MOSFET presenta quando si trova in piena conduzione come indicato dalla tabella.

Tipo	Tensione V_{DS} (V)	Resistenza $R_{DS(on)}$ (Ω)	Corrente di drain (A)	Corrente I_D ad impulsi (A)
BUZ71	50V	0.1	12	36
BUZ71A	5V	0.12	12	36
BUZ72A	100V	0.25	9.0	27
BUZ73A	200V	0.6	5.8	17
BUZ74	500V	3.0	2.4	7.0
BUZ74A	500V	4.0	2.0	6.0
BUZ76	400V	1.8	3.0	9.0
BUZ76A	400V	2.5	2.6	7.5

Come regola generale si può quindi dare questa: realizzare circuiti di comando dei MOSFET di potenza (e di conseguenza dei SIPMOS) tali per cui il transistore di potenza entri in funzione (e cioè conduca) solo in presenza di un impulso di comando adeguato.

Impedire che venga superata la massima tensione ammessa tra source e gate

È però evidente che il MOSFET potrà essere danneggiato anche nel caso in cui venga superato il livello della tensione di pilotaggio tra source e gate.

Dai data sheet dei SIPMOS si ricava che la massima tensione ammessa tra source e gate è ±20V. Il superamento di questi valori produce sicuramente la distruzione del sottile strato di ossido che forma il gate.

Per impedire questo evento indesiderato, il sistema più semplice, e anche più efficace, si è dimostrato quello indicato nella *figura 6a*, realizzato mediante due diodi. Più precisamente, il diodo in basso D1 impedisce che sul gate sia presente una tensione negativa superiore ad 1 V; quello in alto, D2, fa in modo che la tensione positiva presente sul gate sia al massimo 1 V più elevata della tensione di alimentazione V_T della logica di comando. Sarà opportuno in proposito bloccare mediante un condensatore (C1) la tensione V_T in corrispondenza dei diodi D1/D2 in maniera che questa tensione rimanga inalterata anche in presenza di segnali con frequenza elevata.

Questo sistema di limitazione della tensione di comando del gate, attuato con i diodi D1/D2, ha il pregio di essere efficace anche in presenza di segnali di pilotaggio (o di commutazione) veloci.

Quando si utilizzano per il comando dei SIPMOS invertitori CMOS (*figura 6b*), è bene sapere che i due diodi di protezione suddetti si trovano *già integrati* nel chip dell'invertitore.

Per proteggere il gate dalle tensioni di comando troppo elevate si può anche ricorrere al sistema riportato nella *figura 6c*; qui, viene utilizzato un diodo zener ed un resistore in serie al gate.

In presenza di tensioni *positive*, lo zener conduce fino al raggiungimento della tensione di zener; in presenza di tensioni *negative*, esso si comporta come un diodo normale polarizzato in senso diretto. Lo svantaggio della soluzione zener è che questo dispositivo, come si sa, possiede una sua capacità molto elevata, e che inoltre lavora molto lentamente, e pertanto non è adatto quando il SIPMOS deve avere commutazioni on/off molto veloci.

Occorre infine precisare che tutti i sistemi di protezione suddetti non solo sono efficaci in presenza di sovratensioni di pilotaggio ma anche nei confronti di picchi di tensione indotti, provenienti da altre parti del circuito.

Impedire che venga superata la massima tensione ammessa tra source e drain

Il valore della tensione di bloccaggio di un SIPMOS va scelta in base al valore della sua tensione di alimentazione. Ora può succedere che su quest'ultima possano sovrapporsi picchi di tensione provenienti, per esempio, dalla rete oppure prodotti dalle eccessive tolleranze dei componenti dell'alimentatore.

Anche carichi di natura induttiva possono indurre tensioni sulla linea di alimentazione del drain; tali tensioni possono essere in questo caso "allontanate" o mediante un diodo (*figura 7a*) oppure con una rete RC (*figura 7b*) oppure con una combinazione dei due sistemi.

Sotto questo punto di vista, assume grande importanza la configurazione circuitale nel suo complesso, come per

BIPOLARI E MOSFET

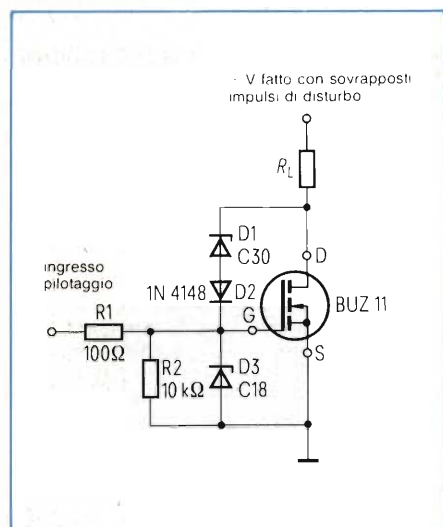
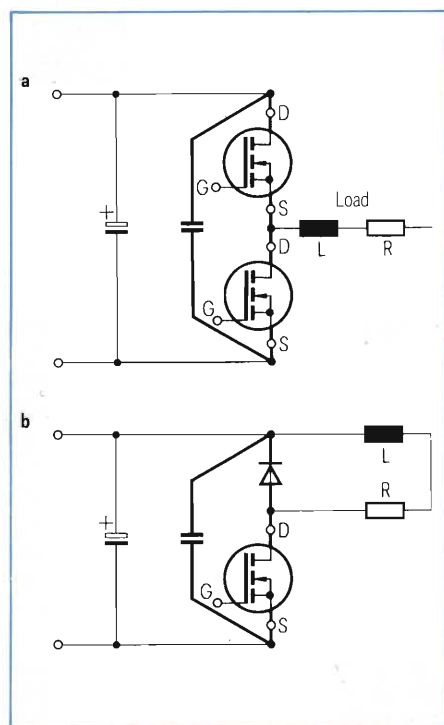



Fig. 8 - Protezione più efficace del SIPMOS nei confronti di tensioni drain/source troppo elevate realizzata con diodi zener e normali.

Fig. 9 - Protezione del SIPMOS contro le sovratensioni di drain attuata con un condensatore collegato tra il più (+) e il meno (—) della tensione di alimentazione, in questo caso, di una struttura a mezzo ponte. I tratti del circuito disegnati più marcati vanno realizzati con collegamenti più corti possibile.

esempio, l'induttanza dispersa dei collegamenti e dei componenti, la velocità di commutazione con cui lavora il transistore ecc., parametri questi che devono essere valutati e quantizzati caso per caso.

Per esempio, una sorgente di alimentazione dove è molto facile incontrare picchi di tensioni spurie è quella delle apparecchiature presenti negli autoveicoli. Qui, per proteggere i SIPMOS presenti nei circuiti di queste apparecchiature occorre collegare tra drain e gate uno zener (D1) con in serie un diodo normale (D2), come si può vedere nella *figura 8*. In queste situazioni, la protezione del SIPMOS diventa ancora più efficace se si inserisce un secondo zener (D3) tra gate e source.

Bisogna inoltre tener presente che quando il transistore si trova in conduzione, i picchi di tensione eventualmente presenti sulla tensione di alimentazione si "abbattono" solo sulla resistenza di carico del SIPMOS lasciando "intatto" il SIPMOS. Quando invece il transistore si trova bloccato, esso potrà entrare in conduzione "automaticamente", (facendo cioè a meno dell'impulso di comando in gate) solo nel caso in cui la tensione di alimentazione ad esso applicata risulterà superiore alla somma rispettivamente della tensione-zener di D1, della tensione di soglia di D2 e della tensione di soglia gate/source del transistore.

In molte applicazioni, per esempio nei circuiti strutturati a mezzo ponte, possono sorgere tensioni molto elevate, prodotte dall'induttanza dei collegamenti combinata con i bloccaggi veloci dei SIPMOS. Queste sovratensioni possono essere "bloccate" sia facendo più corti possibili i collegamenti dove circola la corrente commutata sia bloccando la tensione applicata ai transistori di commutazione mediante un adatto condensatore capace di assorbire questi impulsi (*figura 9*). ■

Per informazioni più dettagliate contattare

Siemens Elettra S.p.A.

att. ing. Fumagalli - Via F. Filzi, 25/A - 20124 Milano - Tel. 02/6248

BIPOLARI E MOSFET

Dal connubio delle tecnologie bipolari e MOSFET

I CMD

Luciano Marcellini

Un nuovo tipo di semiconduttore, dalle caratteristiche molto particolari, si è affacciato recentemente alla ribalta del solid state: il CMD (Conductivity Modulated Device). Dispositivi di potenza che riuniscono i pregi dei bipolari e dei MOSFET. Si tratta di un componente che assomma in sè i pregi di due diverse tecnologie: quella dei transistori bipolari e quella dei MOSFET, e costituisce il frutto dei più attuali e sofisticati metodi di fabbricazione nel campo dei semiconduttori.

Non esiste un dispositivo a semiconduttore perfetto o che, almeno, abbia solo caratteristiche positive. I transistori bipolari di potenza hanno basse tensioni di saturazione e basso costo rispetto ai MOSFET, che sono però più veloci e possiedono un'elevata impedenza d'ingresso. Era, quindi, logico che i fabbricanti cercassero di unire i pregi delle due tecnologie, anche se l'operazione sembrava piuttosto ardua.

Ma, grazie ai sofisticati metodi di produzione ed alle migliorate tecnologie costruttive, il sogno si è avverato e sono stati posti in commercio dispositivi ibridi con la denominazione generalizzata di *CMD* (*C*onductivity *M*odulated *D*evices), anche se ciascuna casa, come vedremo, usa propri marchi registrati.

I CMD: il meglio da due tecnologie

I dispositivi CMD sono stati sviluppati, indipendentemente, da due colossi dell'elettronica, la *RCA* e la *General Electric*.

Ad essi si è unita, in seguito, la *Motorola*, altro gigante nel campo dei semiconduttori.

Come è avvenuto anche per altri prodotti, ogni casa denomina diversamente le sue creazioni: per aiutare il lettore a districarsi nella jungla dei CMD diciamo che la GE li chiama *IGT* (Insulated Gate Transistor), mentre la RCA usa il termine *COMFET* (che sta per COnductivity Modulated FET) forse più indicativo. La Motorola, a sua volta, ha creato la sigla *GEMFET*, dove il prefisso GEM significa Gain Enhance-

ment Mode. Anche la relativa simbologia riflette questa tendenza: ciascuna casa ha adottato una rappresentazione grafica diversa (*figura 1*).

La caratteristica principale dei CMD (noi continueremo a chiamarli così per non fare torto a nessuno) è quella di possedere l'alta impedenza d'ingresso dei MOSFET e la bassa tensione di saturazione dei transistori bipolari; in pratica è un dispositivo con le caratteristiche di ingresso di un MOS e quelle d'uscita di un bipolare.

Come viene ottenuto questo miracolo?

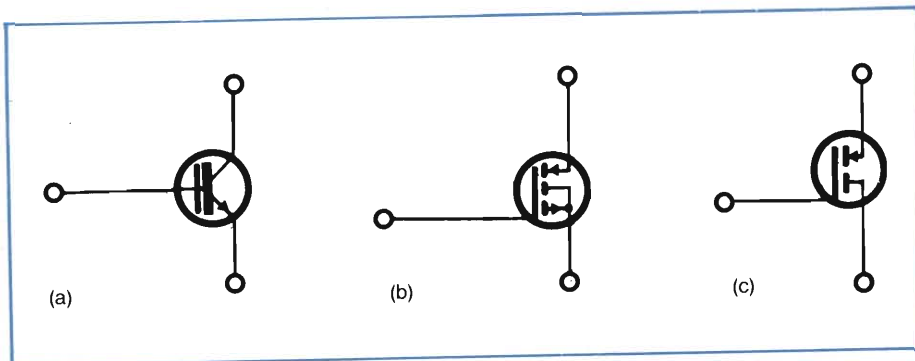
Il processo di fabbricazione è simile a quello di un MOSFET a canale n, tranne che esso impiega uno strato epitassiale n^- (fatto crescere sul substrato p^+). Sia gli elettroni che le lacune in eccesso modulano la conduttività della regione epitassiale del dispositivo, eliminando la maggior componente della resistenza di conduzione.

Nei normali MOSFET, invece, solo le cariche maggioritarie entrano in gioco. Il miglioramento si traduce in una resistenza di conduzione (R_{on}) 10 volte minore, mediamente. Detto in altri termini, i CMD non seguono la legge esponenziale dei normali MOSFET secondo la quale la resistenza di conduzione varia con la (2,6)ª potenza della tensione di breakdown (*figura 2*).

Come si può vedere, questi dispositivi hanno una resistenza tipica di 0,01 Ω/cm^2, con tensioni comprese fra 200 e 800 V. La relativa densità di corrente diretta si aggira intorno ai 100 A/cm^2.

Difficoltà iniziali di progetto

Non si deve credere che il cammino che i progettisti dei CMD hanno dovuto percorrere sia stato facile. Le prime versioni di laboratorio di questo dispositivo (che potrebbe anche essere considerato come l'incrocio fra un GTO ed un MOSFET di potenza, vedi riquadro) erano affette da vari inconvenienti: lentezza ad entrare in interdizione e tendenza all'innesco (latching), con correnti troppo elevate o tensioni di pilotaggio troppo veloci, soprattutto.

Questi difetti sono stati, almeno in parte, risolti mediante modifiche strutturali, miglioramenti di processo e l'uso di specifiche conservative. Tuttavia i tempi di discesa (T_f) sono ancora piuttosto lunghi, dell'ordine dei 2÷3 μs. Inoltre, la tendenza al "latching" esiste ancora in presenza di transitori di notevole intensità e alle alte temperature, quali si possono trovare negli ambienti industriali dove, verosimilmente, operano i dispositivi di potenza. Per di più il tempo di discesa peggiora di un fattore di 2 o 3, nel campo di temperatura fra 25° e 125°C.

La resistenza di conduzione R_{on} risente pure di questi allungamenti del T_f. Le case costruttrici pongono rimedio a ciò cercando di ottenere famiglie di prodotti caratterizzate in funzione dei parametri desiderati, ad esempio la velocità di conduzione.

In *figura 3* sono mostrate le curve di tre dispositivi, appartenenti a famiglie ottimizzate, relative all'andamento

Fig. 1 - Le varie case produttrici dei CMD non si sono ancora accordate sulla relativa simbologia: lo dimostrano i tre diversi simboli della GE (a), della RCA (b) e della Motorola (c) per i loro IGT, COMFET e GEMFET, rispettivamente.

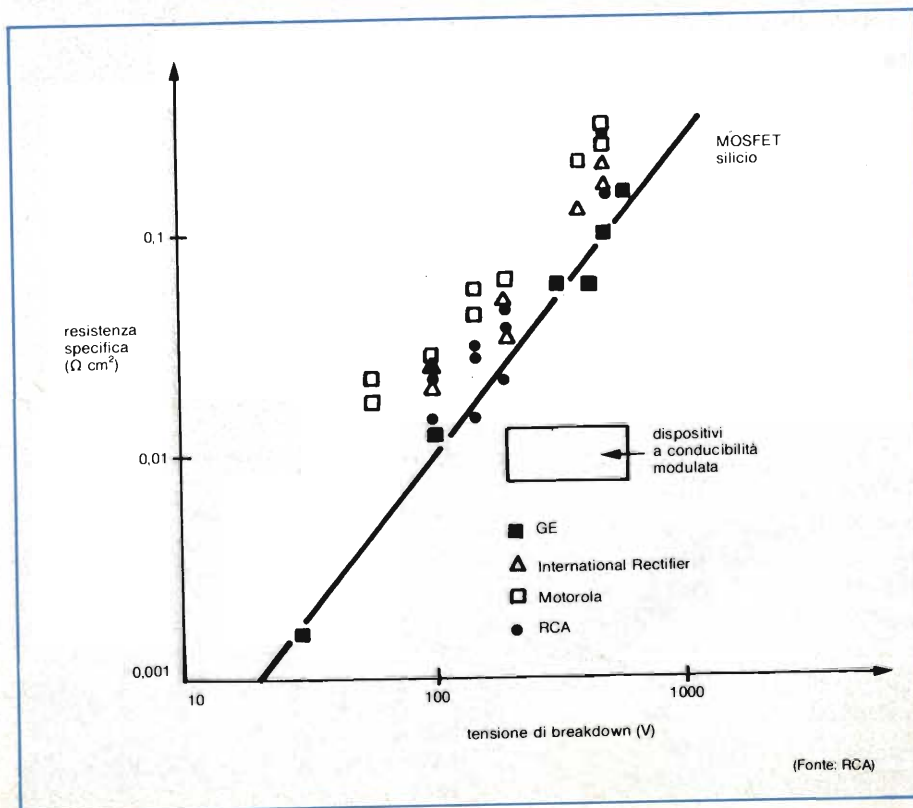
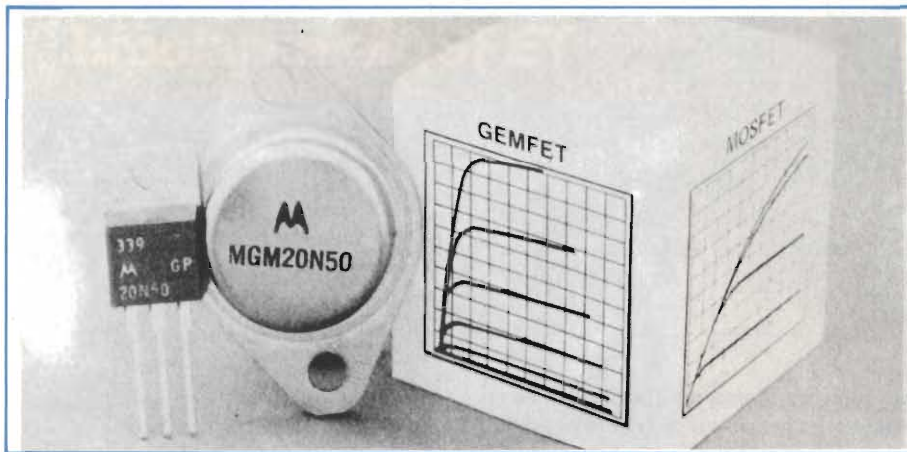
Fig. 2 - I CMD non seguono la legge esponenziale, dei normali MOSFET, che lega la resistenza specifica alla tensione di breakdown. I vari simboli indicano la distribuzione statistica di tipici MOSFET delle varie case.

BIPOLARI E MOSFET

Il GEMFET, prodotto dalla MOTOROLA Semiconductor, è un dispositivo di potenza che ha caratteristiche di un MOSFET (elevata impedenza d'ingresso) e quelle di un bipolare (bassa tensione di saturazione d'uscita). La tecnica di costruzione di questo dispositivo elimina il diodo "parassita" tra drain e source presente nei MOSFET di potenza.

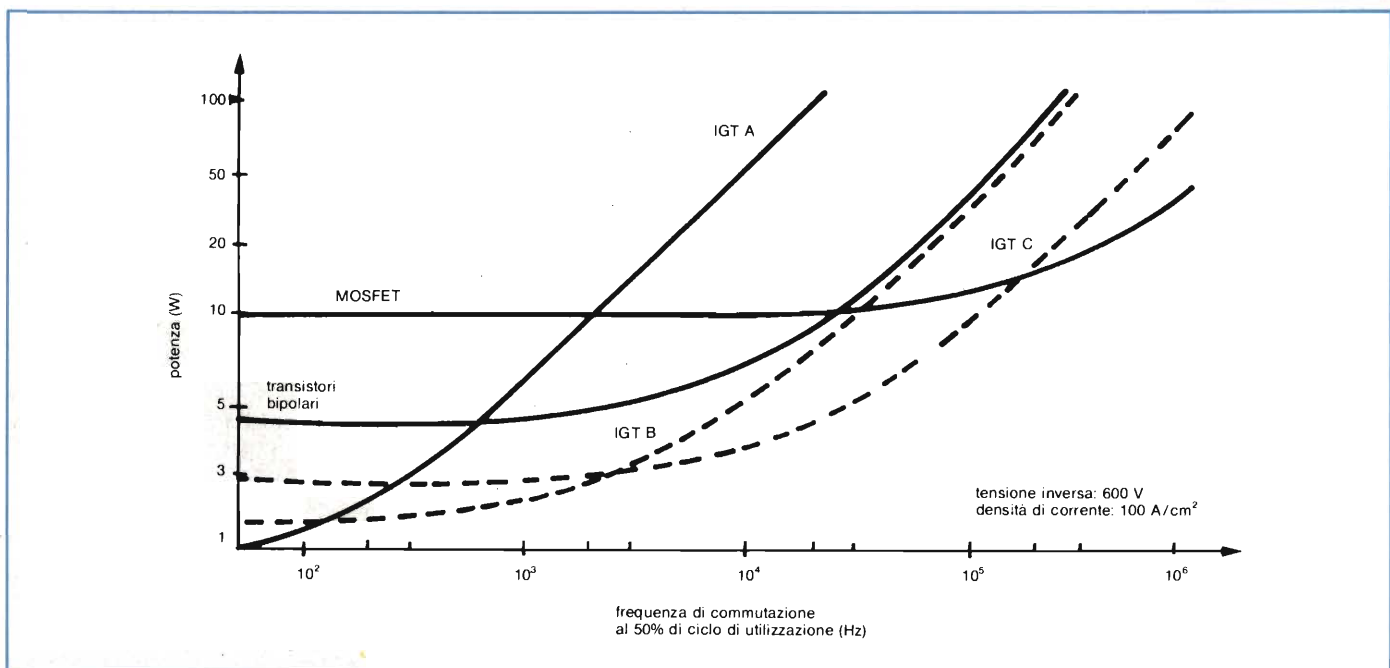
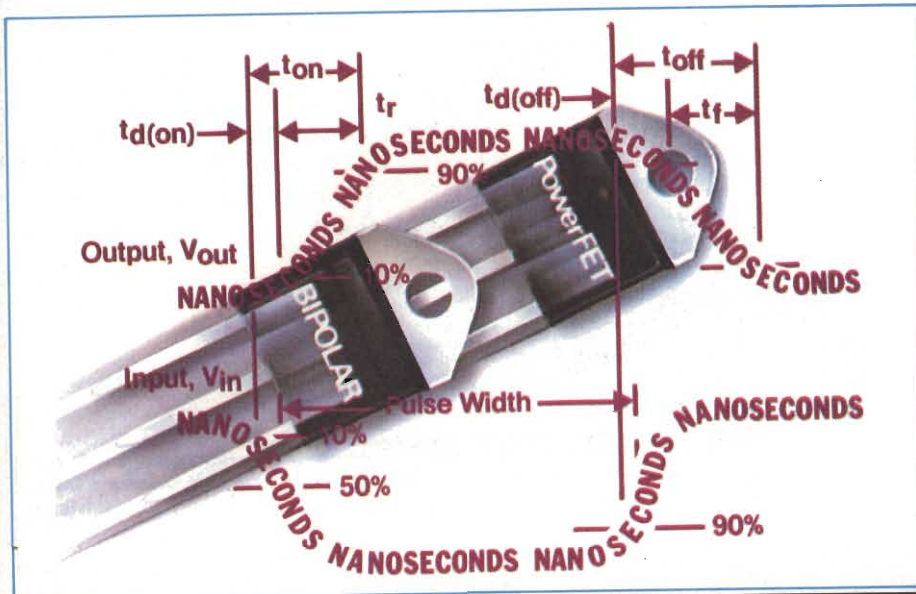
Fig. 3 - Tre diverse famiglie di CMD della GE, ottimizzate per velocità e perdite di potenza a confronto con normali MOSFET e transistori bipolari (di dimensioni comparabili ed uguali tensioni di breakdown).

delle perdite di potenza in funzione della frequenza di commutazione.

Per riferimento sono inserite nel grafico lè curve relative a transistori bipolari ed a MOSFET di analoghe prestazioni: come si vede, la superiorità dei CMD è evidente, per lo meno a frequenze al di sotto dei 200 kHz.

Miglioramenti in vista

Le case produttrici migliorano incessantemente i loro prodotti per soddisfare le esigenze degli utilizzatori. Ad esempio, la RCA, per aumentare il valore di corrente a cui avviene il fenomeno di "latching", ha introdotto un sottile strato aggiuntivo epitassiale drogato n^+ (spessore circa 10 μm) fra il substrato p^+ e lo strato epitassiale n^- (*figura 4*). La corrente di latching è così aumentata di un fattore 2 o 3 ed il tempo di discesa (T_f) è pure considerevolmente diminuito, sia pure a scapito delle massime tensioni inverse sopportabili.

Ulteriori miglioramenti, in termini di corrente di latching e di tempi di discesa, sono stati ottenuti con l'aggiunta di centri di ricombinazione delle cariche (per aumentare la velocità di rimozione delle lacune) per mezzo di irradiazioni e di forte drogaggio con metalli. Il risultato finale (grafico di *figura 5*), consistente in 27 A di corren-

I dispositivi CMD di potenza riuniscono i pregi delle tecnologie dei MOSFET e dei bipolari.

Controllo dei chip di dispositivi di potenza alla Robert Bosch di Stoccarda.

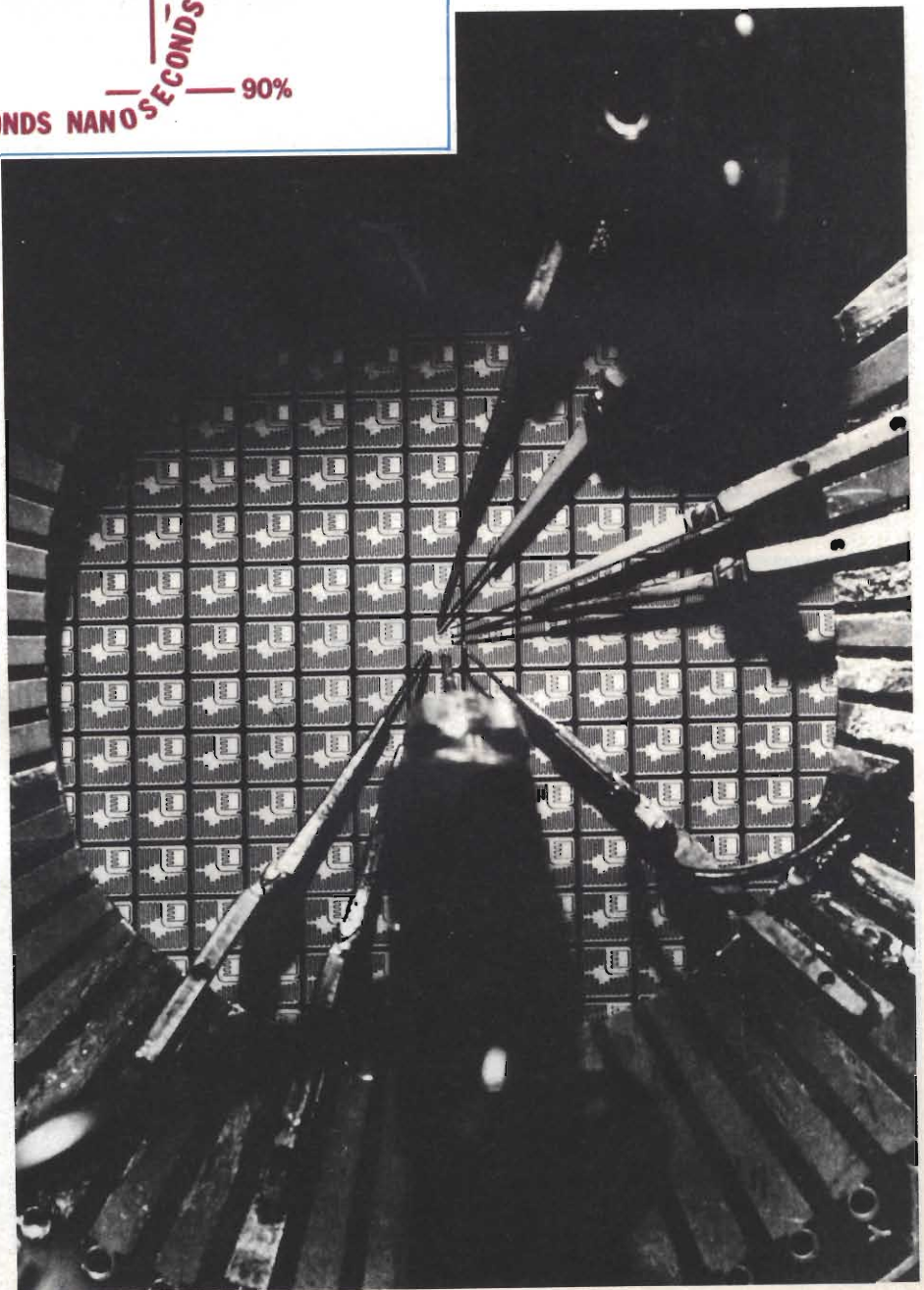
te di latching e 100 ns di T_f costanti, è stato raggiunto con un'ulteriore fase di trattamento termico che ha eliminato l'ossido in eccesso sulla gate.

Attualmente, i ricercatori stanno battendo la strada delle modifiche strutturali e dei controlli più ristretti nelle varie fasi di processo (drogaggio ed irradiazione). Il "nemico" da vincere è in questo caso la corrente di latching, causata dal flusso di corrente laterale attraverso la base del transistore PNP e dal percorso resistivo di tale corrente che, una volta causata una caduta di tensione di 0,7 V (tensione di soglia del silicio) produce l'andata in conduzione del dispositivo.

I tecnici della GE stanno lavorando in tale direzione per tagliare i suddetti flussi di corrente. L'obiettivo è quello di diminuire la resistenza di conduzione R_{on} di un fattore 5, anche se ciò impone la costruzione di chip con densità di corrente di circa 400 A/cm^2.

Un'altra meta che si sono proposti alla GE è quella di migliorare il comportamento alle tensioni inverse, che eliminerebbe la necessità di un diodo esterno di smorzamento (free wheeling) nelle applicazioni con carichi induttivi.

Panoramica commerciale

Alcune famiglie di CMD, prodotti dalle case citate, sono visibili in *tabella 1*: come si vede, esse presentano caratteristiche di corrente e tensione assai

BIPOLARI E MOSFET

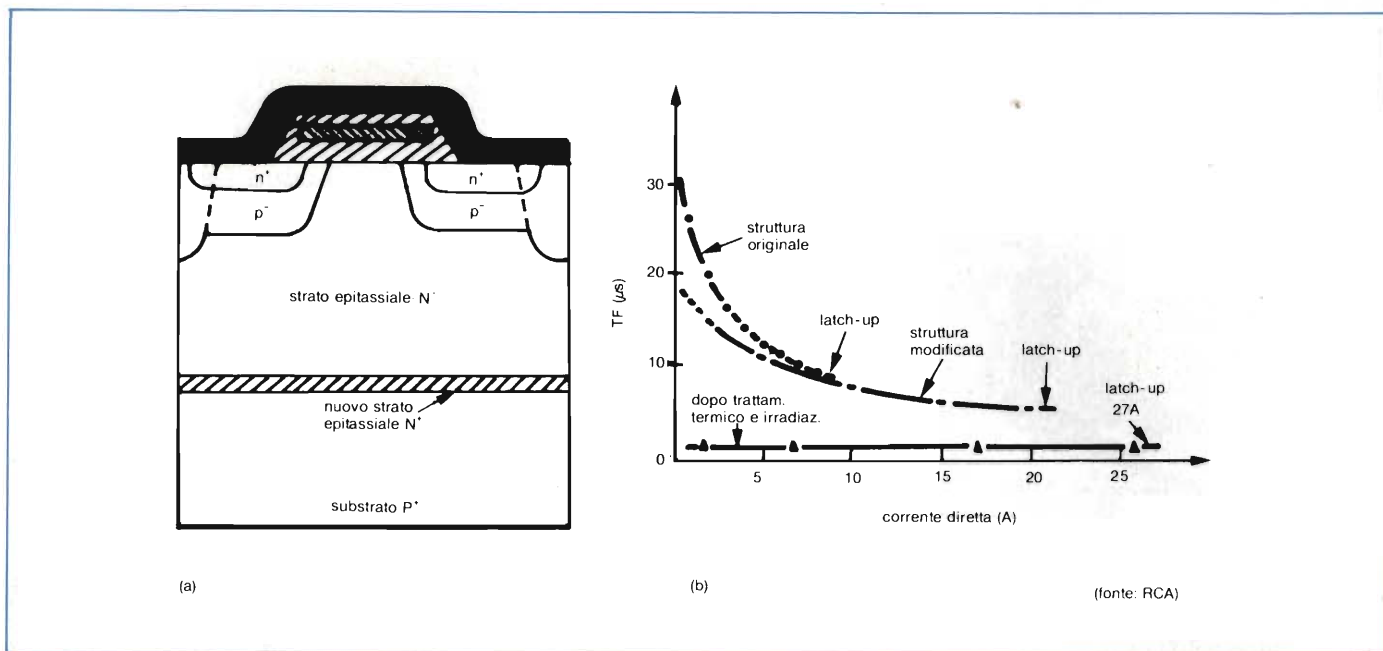



Fig. 4 - L'aggiunta di un sottile strato epitassiale ha consentito ai dispositivi della RCA di migliorare (a) le caratteristiche di latch-up. In (b) le curve del dispositivo prima e dopo le modifiche.

simili l'una all'altra.

I modelli si differenziano invece, per quanto riguarda gli altri parametri.

I dispositivi della RCA si distinguono per i bassi tempi di T_{off}, che consentono maggiori velocità di commutazione. Da segnalare i due modelli della GE D98GQ4 e D98GR4 per la loro bassa resistenza di conduzione (equivalente, alla massima corrente, a 2,5/25 = 0,1 Ω).

È da notare, tuttavia, che tutte e tre le case possono adattare i loro processi per soddisfare esigenze particolari di tempi di T_{off} molto ridotti, sia pure a spese di una più alta tensione di saturazione.

Sono già stati annunciati dalla RCA alcuni dispositivi a canale p, con le stesse prestazioni di quelli, già in produzione, a canale n. Anche la GE e la Motorola stanno sviluppando tali unità, che permettono ai progettisti di contare su circuiti di pilotaggio a ponte a simmetria complementare, per motori, controlli industriali ecc..

Tabella 1 - Dispositivi CMD delle tre case che li hanno posti in commercio per prime

Casa	Sigla	I_{dir} (A)	T_{inv} (V)	V_{sat} (V)	T_{off} (μs)	R_{on} (Ω)
GE	D94FQ4	10	400	2,5	4,5	0,25
	D94FR4	10	500	2,5	4,5	0,25
	D98GQ4	25	400	2,5	4,5	0,1
	D98GR4	25	500	2,5	4,5	0,1
RCA	TA9438A	10	350	2	2	0,2
	TA9438B	10	400	2	2	0,2
Motorola	MGM20N45	20	450		4,5	0,27
	MGP20N45	20	450		4,5	0,27
	MGM20N50	20	500		4,5	0,27
	MGP20N50	20	500		4,5	0,27

Uno sguardo al futuro

Per quanto riguarda lo "stato dell'arte" dei CMD, si può ben dire che la relativa tecnologia è ancora nella sua infanzia. Le previsioni, che le stesse case costruttrici fanno, indicano un limite delle prestazioni in corrente, per questo dispositivo, di circa 50 A, a causa delle difettosità strutturali inevitabili dei chip di silicio.

Le potenze che si possono controllare sono, tuttavia, più che rispettabili, ad esempio 50 kVA con una tensione di 1000 V. Inoltre, si possono ottenere potenze ancora maggiori ponendo più unità in parallelo fra loro.

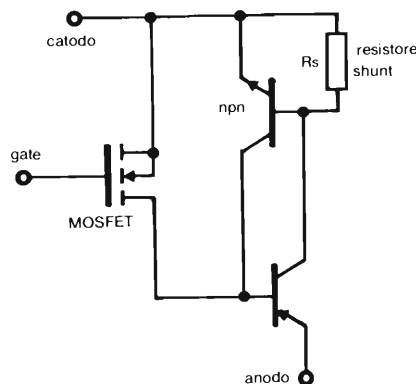
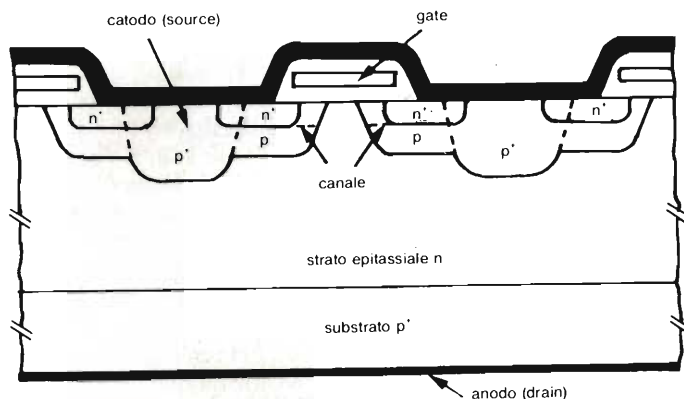
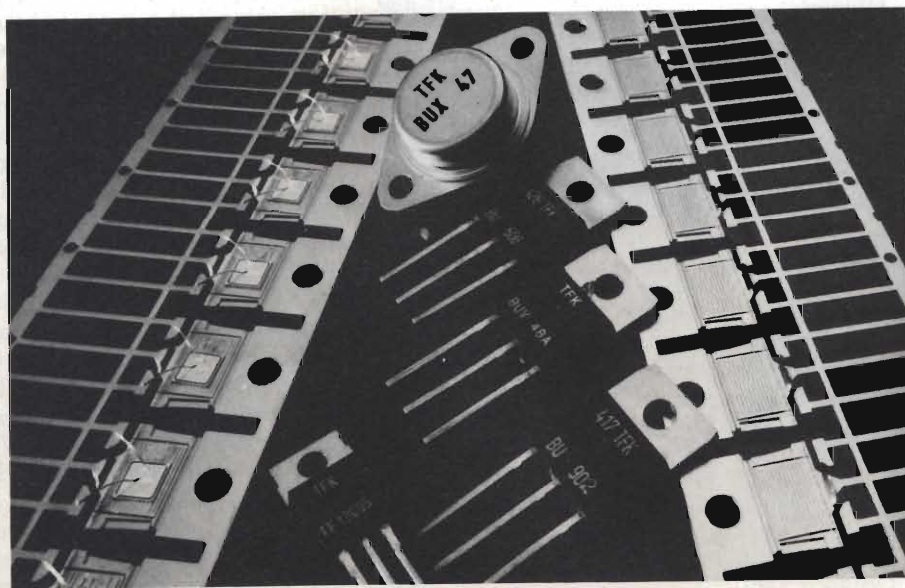
Dei dispositivi a canale p si è già accennato nel paragrafo precedente. Le future generazioni, che usciranno nei prossimi anni, raggiungeranno densità di corrente di 5000 A/cm^2, un aumento di 50 volte rispetto ai livelli dalle unità odierne.

L'interesse verso i CMD si sta allargando ad altre case, oltre alle tre pioniere citate: ad esse si è aggiunta, recentemente, la *International Rectifier*. ■

La struttura geometrica di un CMD si differenzia da quella di un normale MOSFET per avere (a) il substrato di tipo p, anziché di tipo n. Anche le zone di impianto p^+ al catodo (source) sono peculiari ed offrono un più efficiente controllo del dispositivo: mediante la resistenza di shunt del transistore npn, viene evitato il classico comportamento del tiristore. Il controllo funziona eliminando la brusca caduta di tensione alle alte correnti, tipica della struttura a 4 strati del tiristore; le caratteristiche tensione-corrente del CMD sono assai più simili a quelle di un normale transistore. All'inizio la corrente sale lentamente e quindi in maniera più rapida, mentre mantiene un elevato livello di tensione seguendo il ginocchio della curva.

Lo schema elettrico equivalente (b) aiuta a comprendere il meccanismo di entrata in conduzione: non appena la tensione di gate sale oltre il livello di soglia, gli elettroni scorrono attraverso il canale, e la giunzione fra lo strato epitassiale n ed il substrato p è polarizzata direttamente. A questo punto, lacune vengono iniettate dal substrato verso la regione di drain (anode).

L'eccesso di elettroni e lacune in questa regione "modula" la conduttività del dispositivo.

Fig. A - Struttura del chip di un CMD e relativo schema equivalente.

TRANSISTORI BIPOLARI DI POTENZA PER TENSIONI ELEVATE

La TELEFUNKEN electronic offre ai progettisti che lavorano nel settore della commutazione della potenza (azionamenti di piccoli motori, generatori di ultrasuoni, finali di riga in TV, controllo delle intensità delle lampade, ecc.) un'ampia famiglia di transistori di potenza bipolari (serie BU ..., BUT ..., BUX ..., TE ...). I valori delle tensioni V_{CEO} vanno da 300 V a 800 V. Le potenze trattate sono comprese tra 55 W e 175 W. Questi bipolari di potenza vengono offerti nei contenitori TO-3, TOP-3, TO-220 oppure TO-202.

Per i transistori in contenitore TOP-3, la TELEFUNKEN offre anche una clips di fissaggio per cui si può fare a meno delle viti. La pressione esercitata dalla clips sul contenitore è tale per cui anche in presenza di rondelle di mica, lo smaltimento del calore attraverso il dissipatore di calore è molto efficiente, e tale comunque da mantenere la temperatura della giunzione del dispositivo al di sotto della massima temperatura ammessa.

SIPMOS PER VARIARE LA LUCE DI UNA LAMPADA ALOGENA

Viene illustrato il progetto di un alimentatore a commutazione per lampade alogene a bassa tensione. Per variare l'intensità luminosa della lampada viene variata la frequenza di lavoro dell'alimentatore: alla frequenza minima corrisponde l'intensità luminosa massima (100%), alla frequenza massima, l'intensità luminosa minima (3%). La regolazione è effettuata mediante potenziometro. Il sistema ha un rendimento dell'88%.

Ing. Ali-Ihsan Soeylemez,
Siemens S.p.A.

Il circuito descritto è una interessante applicazione dei MOS-FET di potenza della Siemens, (SIPMOS). È un alimentatore a commutazione del quale è possibile variare la frequenza, e di conseguenza, la tensione d'uscita; quest'ultima viene utilizzata per variare l'intensità luminosa di una lampada alogena a bassa tensione da 12 V/50 W. In *figura 1* è indicato lo schema elettrico. L'oscillatore alimenta un circuito d'uscita a mezzo ponte.

Formazione della tensione di alimentazione del circuito di comando

All'atto della chiusura del circuito d'ingresso della rete, sul condensatore elettrolitico C5 si formerà una tensione raddrizzata e livellata con valore di 300 V, che provvederà a caricare lentamente tramite il resistore R2 a resistenza elevata (330 kΩ), il condensatore elettrolitico C10. Quando su questo condensatore si sarà formata una tensione di 24 V, corrispondente alla tensione d'innesco del diac D1, quest'ultimo si innescherà, e di conseguenza avremo circolazione di corrente nel diac, ovviamente, nel resistore R4, nel transistore T1, ed infine nel condensatore C8 che risulterà pertanto caricato.

La tensione formata sul condensatore C8 varia da 8 a 10 V, ed è comunque sufficiente, innanzitutto ad alimentare il circuito integrato-oscillatore (IS1), indi il circuito di comando dei SIPMOS, formato dai transistori T2 e T3 collegati in un *circuito a mezzo ponte*, il quale provvederà alla fine a pilotare i SIPMOS finali T4 e T5.

Appena ai capi dell'avvolgimento ausiliario n2 del trasformatore di potenza Tr2, si sarà formata una tensione superiore a 24 V, il diodo D4 provvederà a raddrizzarla e ad applicarla tramite il resistore a basso valore R8, al condensatore elettrolitico C10.

Su questo elettrolitico, questa tensione assumerà un valore dipendente dalla potenza assorbita dalla lampada (e in definitiva, dalla luminosità della lampada); essa sarà 18 V in corrispondenza di $f_{max} = 215$ kHz e $P_{Lmin} \simeq 1{,}5$ W e 45 V in corrispondenza di $f_{min} = 95$ kHz e $P_{L\,max} \simeq 46$ W.

La resistenza della lampada fredda è circa 10 volte inferiore della resistenza a lampada calda (a potenza cioè di regime); ne consegue che la *corrente di*

Fig. 1 - Schema dell'alimentatore a commutazione utilizzato per variare l'intensità luminosa di una lampada alogena da 12 V/50 W.

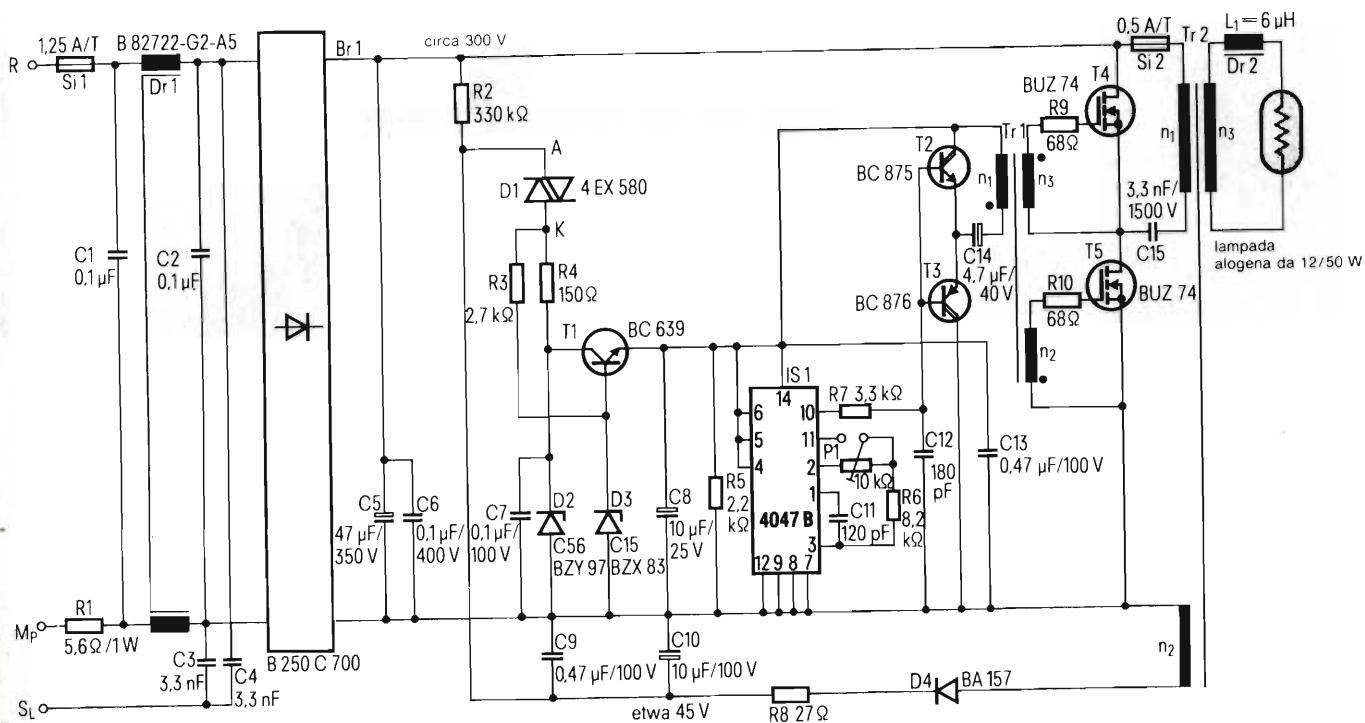



Tabella 1 - Elenco dei componenti e codici per l'ordinazione alla Siemens.

Componente	Codice
2 transistori SIPMOS BUZ74	C67078-A1314-A2
1 transistore BC 639	Q68000-A3361
1 transistore darlington BC 875	Q62702-C853
1 transistore darlington BC 876	Q62702-C943
1 diac 4EX 586	*
1 diodo BA 157	*
1 diodo Zener BZY 97 C 56	*
1 diodo Zener BZX 83 C 15	*
1 ponte raddrizzatore Br. 1	*
1 c.i. 4047 B	*
1 elettrolitico 47 µF/350 V	B43588-D4476-T
1 elettrolitico 10 µF/100 V	B41326-A9106-T
1 elettrolitico 10 µF/25 V	B41326-A5106-V
1 elettrolitico 4,7 µF/40 V	B41326-A7475-V
1 condensatore MKT 0,1 µF/100 V	B32560-D1104-J
2 condensatori MKT 0,47 µF/100 V	B32560-D1474-J
1 condensatore MKT 0,1 µF/400 V	B32562-D6104-J
1 condensatore polipropilene 120 pF/630 V	B33061-C6121-H
1 condensatore polipropilene 180 pF/630 V	B33061-C6181-H
1 condensatore MKP 3,3 nF/1500 V	B32650-K1332-J
2 condensatori X 0,1 µF ~ 250 V	B81121-C-B125
2 condensatori Y 3,3 nF/~250 V	B81121-C-B142
1 trasformatore pilota Tr. 1 BV. 1	
1 trasformatore di potenza Tr. 2 BV. 2	
1 filtro antidisturbo Dr. 1	B82722-G2-A5
1 choke Dr. 2 BV. 3	

* non nel programma di fornitura della Siemens

spunto della lampada e la corrente di drain dei transistori T4 e T5 risulterà più elevata nella misura di 3,5 volte rispetto al valore a regime (e cioè a lampada calda). Anche la tensione presente su C10 sarà quindi, inizialmente, dalle tre alle quattro volte più elevata della normale tensione di funzionamento. Il diodo Zener D2 serve appunto a limitare, al momento della messa in funzione del circuito, questa elevata tensione di spunto su C10. Lo Zener D2 lavora assieme a D1 e a R4 e limita questa tensione di spunto su C10 al valore di 75 V.

Dalla tensione presente su C10 (che può variare da 18 a 45 V durante il funzionamento) viene ricavata tramite D1, R4 e T1 una tensione di alimentazione di valore più basso (circa + 14,5 V), destinata al circuito di comando; questa tensione viene stabilizzata dallo Zener D3 assieme a R3 e T1.

Per aumentare la corrente di mantenimento di D1 si è provveduto a colle-

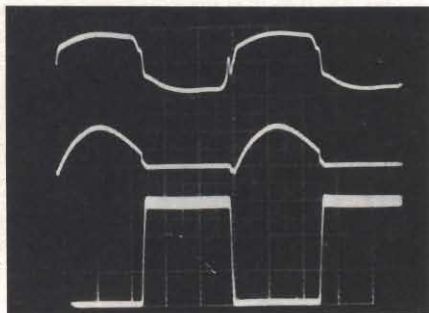
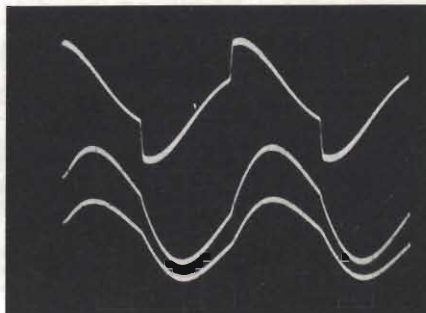
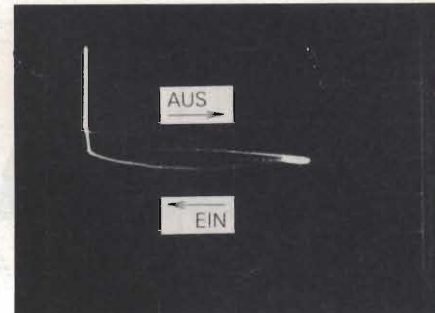
BIPOLARI E MOSFET

in alto: tensione sul gate di T5 (10 V/divisione).
al centro: corrente di drain di T5 (0,5 A/div.).
in basso: tensione sul drain di T5 (100 V/div.).

in alto: tensione ai capi dell'avvolgimento n3 del trasformatore TR2 (20 V/div.).
al centro: tensione ai capi della lampada (10 V/div.).
in basso: corrente nella lampada (5 A/div.).

retta di carico del transistore T5
asse verticale: corrente di drain (0,2 V/div.)
asse orizzontale: tensione di drain (50 V/div.)

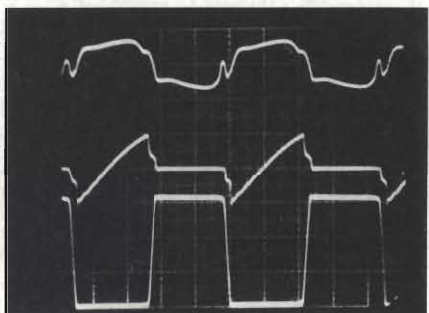
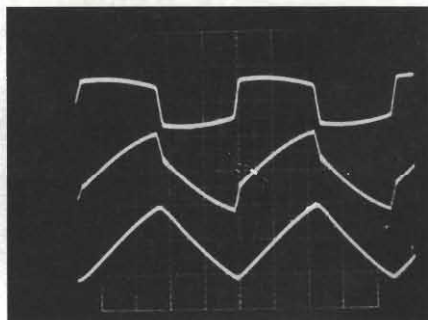
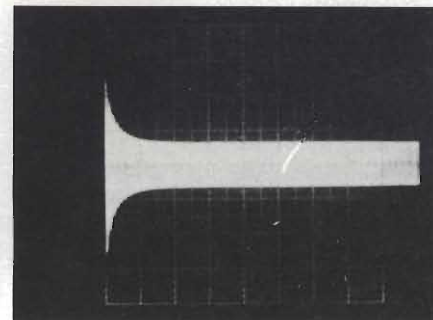
Fig. 2 - Oscillogrammi riguardanti i transistori di potenza, ripresi quando l'alimentatore viene regolato per avere la massima luminosità della lampada.

Figura 3 - Oscillogrammi riferiti ai transistori di potenza, quando l'alimentatore viene regolato per avere la minima intensità luminosa della lampada.

gare alla tensione di alimentazione (V8), il resistore R5; in questo modo si è sicuri che il diac D1 si manterrà conduttivo anche quando su C10 sarà presente una tensione di 18 V, e di conseguenza, la tensione di alimentazione "sarà presente" in tutte le condizioni di funzionamento in cui potrà venire a trovarsi il circuito.

La caduta di tensione ai capi del diac D1 quando si trova in conduzione può andare da 0,5 a 1,5 V. I condensatori C6, C7, C9 e C13 sono del tipo antiinduttivo (MKT), e di conseguenza, non potranno essere sede di tensioni a frequenza elevata e di picchi spurii.

Il circuito di comando

L'integrato IS1 è un CMOS standard che contiene un multivibratore che funziona da oscillatore, seguito da un flip-flop. La frequenza di questo oscillatore è due volte superiore a quella di commutazione dei SIPMOS; essa viene fissata dalla rete esterna RC (R6-P1-C11). I segnali di uscita (terminali 10 e 11) presentano un rapporto impulso/pausa abbastanza preciso pari a 1:1 (duty cycle = 50%). Non è richiesta alcuna taratura. In questo progetto è stato utilizzato un solo segnale d'uscita (termi-

In alto: tensione sul gate di T5 (10 V/div.)
al centro: corrente di drain di T5 (0,2 A/div.)
In basso: tensione sul drain di T5 (100 V/div.)

in alto: tensione sul secondario n3 di TR1 (20 V/div.)
al centro: tensione ai capi della lampada (2 V/div.)
in basso: corrente nella lampada (2 A/div.)

corrente nella lampada all'atto della sua accensione e in funzionamento normale (10 A/div.).

nale 10).

Lo stadio pilota è costituito da due transistori BC (T2 e T3), da un elettrolitico (C14) e da un trasformatore (T_{r1}).

Il segnale d'uscita dall'integrato (terminale 10) viene applicato ad un filtro passa-basso (R7/C12), e da qui ai transistori-pilota T2/T3 montati in una configurazione Darlington-complementare.

I fianchi ripidi del segnale rettangolare in uscita dal terminale 10 subiscono un marcato arrotondamento da parte di questo filtro. A loro volta, i resistori R9/R10 posti sui gate dei finali T4/T5 formano assieme alle rispettive capacità di gate, un secondo filtro passa-basso. I suddetti resistori fanno inoltre in modo che sui rispettivi circuiti di gate non si formino oscillazioni spurie (overshoot).

Le capacità d'ingresso di gate dei SIPMOS T4 e T5 vengono scaricate sui rispettivi secondari n2 e n3 di T_{r1}, tramite i resistori collegati in serie al gate, e cioè R9 e R10.

Nelle *figure 2 e 3* si può vedere l'andamento delle tensioni e delle correnti nel finale T5 in condizioni di massima e di minima luminosità della lampada.

Trasformatore, choke d'uscita e circuito oscillante

Il trasformatore T_{r2} funziona da trasformatore di corrente. La sua induttanza dispersa (L_d) viene ad aggiungersi in serie a quella del choke d'uscita (L_{choke}) trasformata sul primario.

Queste due induttanze fanno sentire la loro influenza sul primario solo quando il secondario (n3) è chiuso con la lampada.

L'induttanza complessiva "presente" sul primario ($L_{tot} = L_d + L_{choke}$) forma assieme alla capacità di C15, e quando il secondario è chiuso sulla lampada, un circuito oscillante la cui frequenza di risonanza risulta determinata da C15 e da L_{tot}.

Alla frequenza di lavoro di 95 kHz e con il carico massimo (100 % di luminosità della lampada), il fattore di merito di questo circuito oscillante è 2.

Per ridurre la notevole induttanza del primario e aumentare nello stesso tempo la corrente di magnetizzazione è stato scelto per il nucleo del trasformatore un valore di traferro di 0,16 mm;

Tabella 2 - Dati per la costruzione dei componenti avvolti Tr1, Tr2, e Dr. 2.

Trasformatore pilota TR1		**codice per ordinazione**
nucleo	: un set EF 12,6 (N30:o.L)	B66305-G0000-X130
carcassa	:	B66202-A001-M001
clips	:	B66202-A2001-X000
materiale isolante	: makrofol da 0,06 mm	
avvolgimenti	: n1 = 37 spire Cull.* da 0,15 mm n2 = 48 spire Cull.* da 0,12 mm	
ordine avvolgimenti	; 1. avvolgere n1 2. isolamento semplice 3. avvolgere n2 4. isolamento semplice 5. avvolgere n3 6. isolamento doppio	
Trasformatore finale TR2		
nucleo	: EF 25 (N 27) : 1 nucleo (o.L.) 1 nucleo (con traferro di 0,16 ± 0,02 mm $A_L \approx 400$ nH)	 B66317-G0000-X127 B66317-G0160-X127
carcassa	:	B66208-A1003-R001
clips	:	B66208-A2001-X000
avvolgimenti	: n1 = 120 spire, filo Litz r.f. da 10 x 0,10 mm CulS** n2 = 15 spire, Cull da 0,20 mm (filo pieno) n3 = 10 spire, filo Litz r.f. da 60 x 0,10 mm Cull	
modo di avvolgimento e ordine degli avvolgimenti		vedi schema, di fig. 4
Choke Dr. 2		**codice per ordinazione**
nucleo	: un set EF 16 (N 27; ciascuno con un traferro di 0,50 ± 0,05 mm $A_L \approx 41$ nH)	B66307-G0500-X127
carcassa	:	B66308-A1001-T001
avvolgimento	: n = 12 spire di filo Litz r.f. 60 x 0,10 mm CulS	
$L \approx 6\ \mu H$ (= 6,3 μH)		
I due mezzi nuclei vengono incollati assieme		

*Cull = Filo di rame a doppio rivestimento di smalto.
**CulS = Filo di rame smaltato rivestito di seta.

speciale

BIPOLARI E MOSFET

ciò ha permesso di facilitare i processi di magnetizzazione e di smagnetizzazione anche in assenza di carico (o lampada difettosa), e nello stesso tempo, di far sì che la ripidità dei fianchi delle tensioni applicate tra source e drain dei MOSFET finali non venisse a dipendere dalla presenza o meno del carico (vedi oscillogrammi nelle figure 2a e 3a).

Tutti accorgimenti questi che servono ad impedire che nelle varie situazioni in cui potrà lavorare il circuito (carico massimo, minimo, assenza di carico, cortocircuito) nei MOSFET di potenza possano scorrere correnti inverse. L'avvolgimento n1 occupa tutta la finestra disponibile sulla carcassa; questo non si verifica invece, per motivi di isolamento, con gli avvolgimenti n2 e n3, come risulta dallo schema di disposizione degli avvolgimenti riportato nella *figura 4*.

Se non si fosse inserito nel secondario il choke Dr2, la tensione ai capi del secondario n3 sarebbe stata rettangolare.

Mettendoci invece un choke con una induttanza di 6 μH, si raggiunge lo scopo di far circolare nei cavi che portano corrente alla lampada e nei MOSFET T4 e T5, una corrente pressoché sinusoidale, e questo è molto importante agli effetti delle irradiazioni a radio frequenza (vedi oscillogrammi della corrente nella figura 2a e b).

Nella figura 2b, in particolare, in alto, è indicata la tensione presente ai capi di n3; mentre i due oscillogrammi in basso indicano l'andamento della tensione e della corrente della lampada, che, come si vede, è sinusoidale grazie alla presenza del choke Dr2. Quest'ultimo effettua inoltre anche la funzione di limitazione della corrente all'atto della messa in funzione del circuito (lampada fredda), oppure nel caso di un eventuale cortocircuito nel portalampada. Il valore basso dell'induttanza del choke ($L_{choke} = 6\ \mu H$) è dovuto alla frequenza elevata del circuito e alle correnti elevate in gioco.

Fig. 4 - Strutturazione e disposizione degli avvolgimenti nel trasformatore d'uscita Tr2.

2 ○ ● ▬▬ ○ 1
n_1

4 ○ ● ▬ n_2 ○ 3 ○ 5/6 ● ▬ n_3 ○ 7/8

6 mm

3

strato dell'avvolgimento	avvolgimento	filo e numero spire	collegamenti	isolamento
				2 x
8	n_3	5 spire 60 x 0,10 Cu LL	7/8 (E)	
7		5 spire 60 x 0,10 Cu LL	5/6 (A)	2 x
6			3 (E)	1x
5	n_2	15 spire 0,20 Cu LL	4 (A)	
				1x
4		30 spire 10 x 0,10 Cu LS	E (1)	
3		30 spire		
2	n_1	30 spire		
1		30 spire 10 x 0,10 Cu LS	A (2)	
Bemerkung		Nucleo: EF 25 Materiale nucleo: N 27		Materiale per isolamento: Makrafol de 0.06 disposto sulla carcassa

Condizioni in cui può trovarsi a funzionare il circuito

Per ciò che riguarda i MOSFET T4 e T5 bisogna dire che essi lavorano in condizioni ottimali anche con il carico massimo. Dagli oscillogrammi delle figure 2 e 3, si vede che le tensioni source-/drain sono pressocché rettangolari ma le correnti di drain (oscillogramma centrale in figura 2a) sono pressoché sinusoidali mentre le cosidette *perdite di commutazione* (e cioè quelle che si hanno quando il transistore passa dalla condizione "off" alla condizione "on") sono di piccola entità come risulta dalla figura 2c.

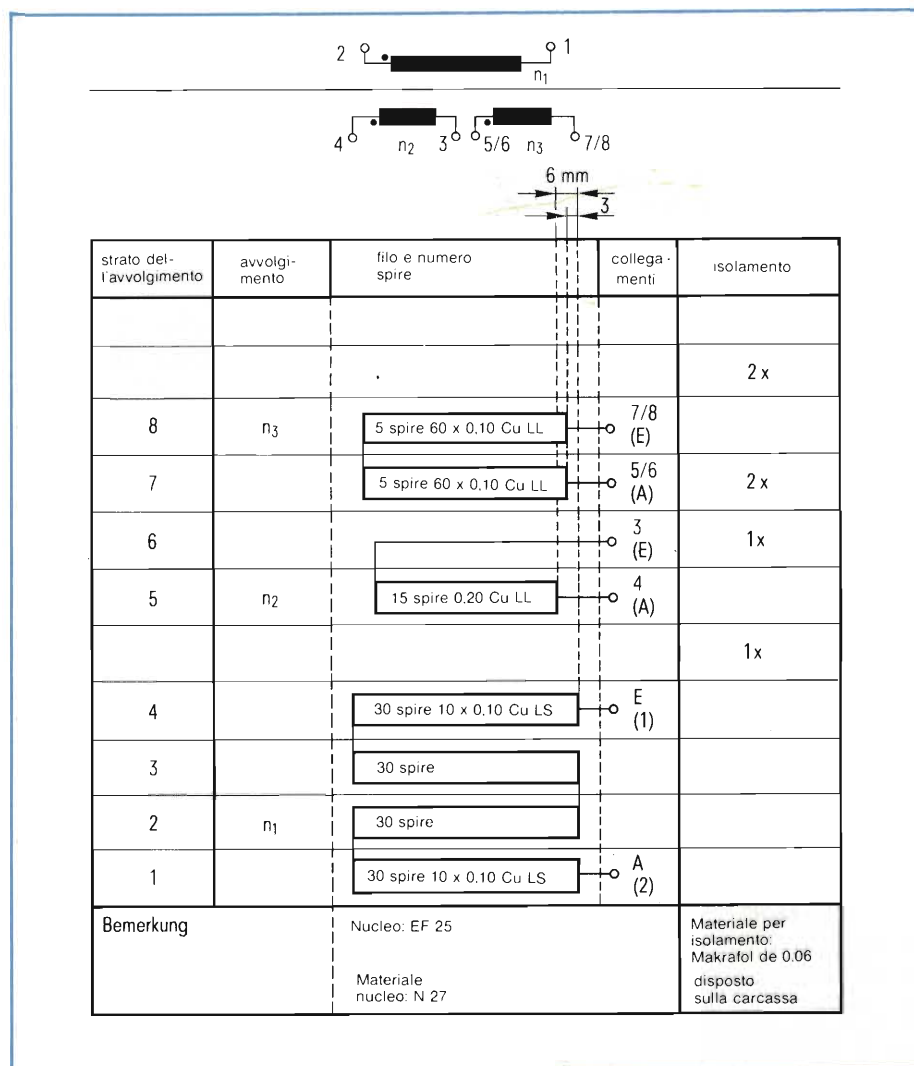
Le condizioni in cui viene a trovarsi il circuito d'uscita in caso di assenza di carico (per esempio, lampada interrotta) sono le seguenti:

— induttanza del primario elevata (rispetto a quella in condizioni di carico) nonostante la presenza di un nucleo con traferro. Questa induttanza ($L \geqslant 5$ mH) e il condensatore C15 ($C = 3{,}3$ nF) non possono realizzare un circuito oscillante in alta frequenza mentre la frequenza di lavoro, regolata da P1 entro 95 e 215 kHz, rimane immutata.

— presenza ai capi del secondario n3 di una tensione rettangolare (vedi figura 3b) che, a seconda del particolare valore della frequenza di lavoro, può andare da 11 a 15 V.

Inoltre, non è improbabile che o nel portalampade o nei relativi collegamenti si verifichi un corto. In queste condizioni, i MOSFET T4 e T5 (che sono senza radiatore di calore) potrebbero sicuramente danneggiarsi.

Il sistema più semplice per proteggerli è stato quello di inserire nel pri-

mario di Tr2 un fusibile a ritardo (Si2). Questo è stato dimensionato in maniera da sopportare la corrente di spunto e quella di normale funzionamento, ma di fondersi dopo 0,8 s dall'avvenuto cortocircuito.

Le correnti di drain di T4 e di T5, in caso di corto, assumono il valore di 2,5 A (frequenza di lavoro minima, corrispondente alla massima potenza d'uscita resa); esse sono quindi 4 volte superiori a quelle misurate in condizioni di normale funzionamento (figura 2a), e ciononostante, sono ancora tollerate dai MOSFET utilizzati. Il cortocircuito non arreca alcun danno quando la frequenza di lavoro supera i 130 kHz.

Regolazione dell'intensità luminosa della lampada

Si è detto che la frequenza di lavoro (o frequenza di commutazione) di questo particolare alimentatore viene determinata da una rete RC. C è fisso, R è variabile, ed in particolare R è formato da una parte fissa (resistore R6 da 8,2 kΩ), e da una parte variabile (potenziometro P1 in serie da 10 kΩ). La regolazione complessiva della resistenza andrà quindi da 8,2 k Ω a 18,2 kΩ. Il condensatore C, che assieme a R, determina il valore della frequenza, è da 120 pF (C11). Il potenziometro P1 permette di variare la frequenza in modo continuo da 95 a 215 kHz.

L'induttanza del choke Dr2 è come già detto, 6 μH. La variazione di 120 kHz nella frequenza di lavoro (215 — 95 = 120 kHz) realizzata con P1 produce una variazione *lineare* dell'impedenza del choke, e di conseguenza, della corrente circolante nel filamento della lampada cui corrisponde una variazione di potenza della lampada compresa tra 50 e 1,5 W, e di conseguenza una variazione di luminosità tra il 100% e 3%.

È possibile, naturalmente, ampliare o restringere il suddetto campo di variazione della potenza (e di conseguenza, della luminosità) semplicemente dimensionando in modo differente la rete RC suddetta.

Occorre inoltre far presente che la lampada è essenzialmente un carico ohmico, e che la sua resistenza interna Ri aumenta con la temperatura. Così, riducendo la potenza dissipata della lampada mediante un aumento della

BIPOLARI E MOSFET

frequenza di lavoro, la lampada diventa più fredda, e di conseguenza la sua resistenza interna diminuisce. Questa specie di reazione *positiva* facilita la regolazione manuale dell'intensità luminosa della lampada, che come già detto, va dal 100% (50 W) al 3% (1,5 W), semplicemente attuando con P1 una variazione di 120 kHz della frequenza di commutazione dell'alimentatore.

Si tenga infine presente che *aumentando* la frequenza, la potenza dissipata (e pertanto la luminosità della lampada) *diminuiscono* per il fatto che il circuito di risonanza diventa più induttivo (figura 3a e b). La frequenza di lavoro minima di 95 kHz, cui corrisponde la massima potenza e quindi la massima luminosità, è infatti solo 5 kHz più elevata della frequenza di risonanza del circuito risonante. Naturalmente, questa distanza di 5 kHz tra le due frequenze diventerà più accentuata man mano che aumenterà la frequenza di lavoro del sistema.

L'impiego dei MOSFET di potenza (SIPMOS) ha permesso di realizzare un alimentatore di una lampada alogena funzionante a frequenza elevata (la frequenza più bassa è infatti 95 kHz); e questo ha consentito di realizzare componenti avvolti (trasformatore e choke) di dimensioni molto ridotte. La frequenza di lavoro dell'alimentatore viene variata ricorrendo ad un potenziometro il quale permette di variare la luminosità della lampada dal 100 % (50 W) al 3 % (1,5 W). Nonostante l'elevata frequenza di lavoro, il sistema possiede un rendimento η pari all'88%. ■

Tabella 3 - Dati tecnici dell'alimentatore.

tensione alternata d'ingresso	V_i	= 220 V
tensione alla lampada	V_L	= da 12 a 1,3 V regolabili
potenza della lampada	P_L	=da 50 a 1,5 W
variazione intensità luminosa	I_l	= dal 100% al 3%
frequenza	f	= da 95 a 215 kHz, regolabile
rendimento	η	= 88%
peso	g	= 145
temperatura ambiente	T_{amb}	= 60 °C.

SIPMOS BUZ 211: UN MOSFET DI POTENZA CON DIODO VOLANO INCORPORATO

Nei sistemi di controllo della velocità dei motori occorre sempre inserire un diodo che recuperi l'energia che il carico induttivo cede nelle pause in cui il dispositivo di potenza non conduce.
Se il dispositivo di potenza è un bipolare, questo diodo è esterno; quando invece si usa un MOSFET, questo diodo si trova già "formato" nel chip del transistore.
Anche nel SIPMOS BUZ 211 (Siemens) è presente questo diodo. Di solito però questo diodo incorporato ha un *tempo di recupero* abbastanza lungo. Grazie a particolari accorgimenti tecnologici, il diodo del BUZ 211 può assorbire facilmente la "corrente volano" del carico alla stessa velocità con cui opera il MOSFET in cui esso si trova. Il tempo di recupero breve del BUZ 211 è dovuto ad una particolare diffusione "life-time killer" che aggiunge metallo pesante al substrato del dispositivo.
Questa aggiunta rende veloce il recupero, e nello stesso tempo, non compromette le altre caratteristiche importanti come la resistenza $R_{DS(on)}$, il livello della tensione di soglia del gate e la corrente inversa drain-source.
Il BUZ-211 lavora con 500 V e un tempo di recupero di 120 ns (in un circuito di prova a 100 A/μs).
Questo dispositivo riduce molti componenti esterni che un circuito di controllo della velocità dei motori in c.c. richiede per assorbire la corrente volano del carico.

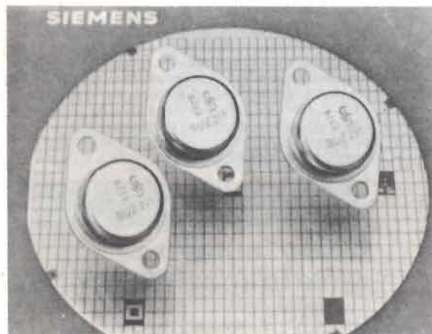



Fig. 1 - Incorporando un diodo volano a recupero veloce, il BUZ-221 (500 V) riduce i componenti esterni richiesti da un sistema di controllo della potenza di un motore in cc.

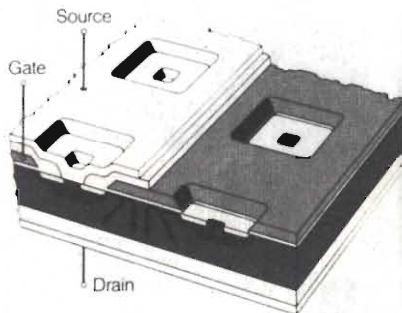
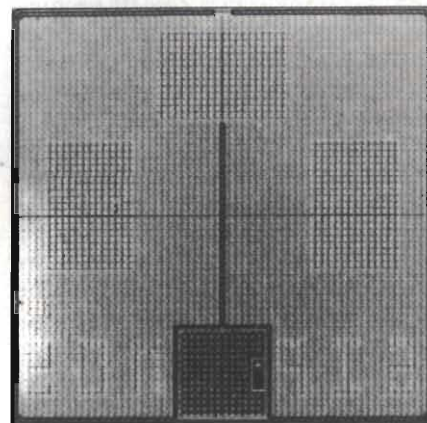



Fig. 2 - Struttura di un SIPMOS di potenza. Il chip di un SIPMOS (16 mm^2) e formato da migliaia di queste "celle" collegate in parallelo.

"È molto più grande di quanto sembra!"

Philips PM2518 il multimetro portatile con prestazioni da laboratorio.

Più grande per qualità e prestazioni. Se eseguite misure elettriche per hobby o per lavoro, il PM 2518 vi da semplicemente tutto quello che chiedete da un multimetro. Per cominciare, misure di vero valore efficace direttamente, senza perdite di tempo. Poi l'autoranging per rendere le cose più semplici e l'opzione back-lit, che accende automaticamente tutto il display non appena la luce ambiente diventa troppo bassa. Se preferite, potete usarlo per misure relative, o per misurare la temperatura o per leggere direttamente in dB i fattori di amplificazione. Volete vedere quanto grande può essere un piccolo multimetro? Telefonateci.

Philips S.p.A. - Divisione S & I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
Tel. (039) 3635.240/8/9 - Telex 333343
Filiali:
Bologna tel. (051) 493.046
Cagliari tel. (070) 666.740
Palermo tel. (091) 527.477
Roma tel. (06) 3302.344
Torino tel. (011) 21.64.121
Venezia tel. (041) 404.534

PHILIPS

Per informazioni indicare **Rif. P 16** sul tagliando

POWERMOS
I Mosfet di potenza europei

I settori che l'attuale produzione di POWERMOS Philips guarda con particolare attenzione sono quello degli alimentatori switching, del controllo dei motori e il settore dell'auto. Per quest'ultimo sono in avanzata fase di produzione i cosiddetti "chip intelligenti".
In uno stesso chip si trovano infatti, la logica di comando, un bipolare e un MOSFET di potenza. Sono destinati a sostituire in un futuro non lontano i numerosi interruttori meccanici presenti attualmente nelle auto.

Gian Paolo Geroldi, Philips-Elcoma

Questi MOS di potenza, come quelli prodotti da altri costruttori, hanno la caratteristica di richiedere per il loro pilotaggio una potenza estremamente ridotta, capace però di comandare correnti di drain di grande intensità. Le tensioni di lavoro dei POWERMOS arrivano fino a 1000 V, le correnti fino a 45 A. La resistenza che il MOSFET possiede quando conduce, e cioè la $R_{DS(on)}$ è inferiore a 0,03 Ω. Per realizzare i POWERMOS, la Philips attinge all'immenso know-how da essa accumulato nella costruzione dei bipolari, dei tiristori e dei GTO.

Le caratteristiche dei POWERMOS possono essere presentate così:

— la combinazione un un unico dispositivo, delle caratteristiche dei FET e dei bipolari fa si che i POWERMOS siano i componenti ideali per applicazioni lineari e di commutazione;

— a differenza dei transistori bipolari, i POWERMOS lavorano con portatori di cariche maggioritari, e pertanto non presentano i fenomeni dell'immagazzinamento delle cariche. I tempi di commutazione di questi componenti non sono influenzati né dalla temperatura né dalla corrente, e sono dieci volte più brevi di quelli dei bipolari;

— il fenomeno della "seconda rottura" non si verifica nei POWERMOS per cui questi dispositivi posseggono un ampio campo di lavoro (SOAR abbondante).

— La resistenza che essi presentano quando conducono $R_{DS(on)}$ ha un coefficiente di temperatura positivo; esso cioè aumenta all'aumentare della temperatura. Questo rappresenta un "freno" al continuo aumento della corrente, tendente ad eliminare il fenomeno degli "hot-spot", punti cioè di concentrazione di cariche, e di conseguenza punti estremamente caldi che possono distruggere il chip. Il coefficiente di temperatura positivo consente inoltre di collegare più POWERMOS in parallelo, dato che la eventuale maggiore corrente circolante in uno di essi, viene ridistribuita negli altri collegati in parallelo, ristabilendo in questi l'equilibrio;

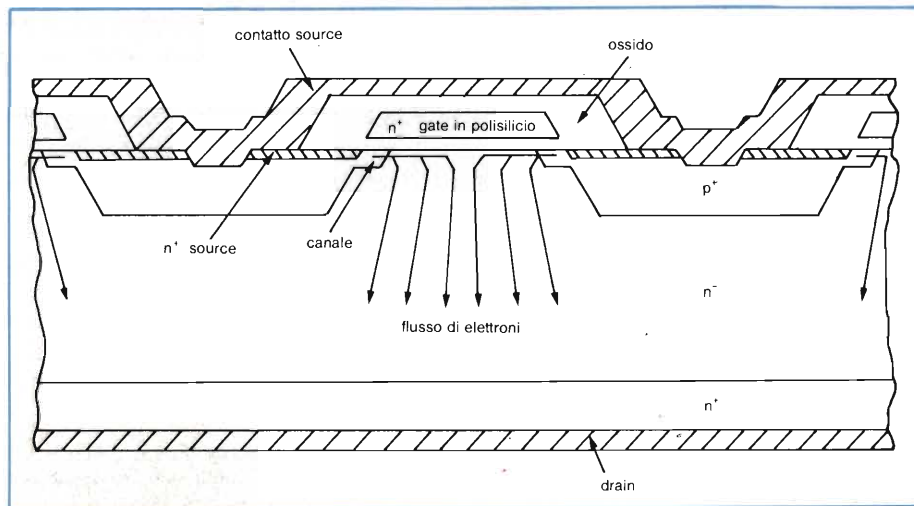
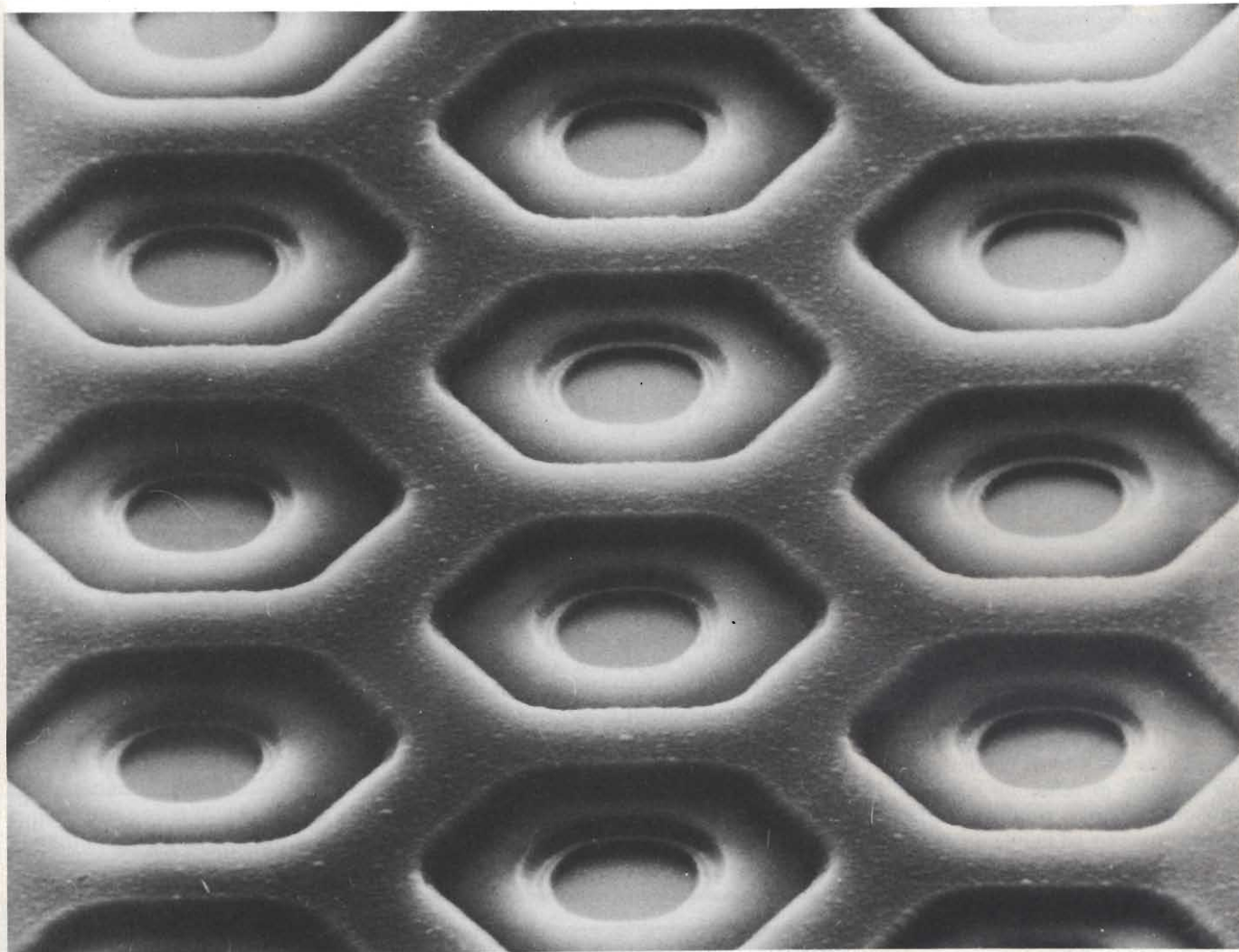



Fig. 1 - Struttura del chip di un POWERMOS.

— per portare in conduzione un POWERMOS basta applicare al suo gate un impulso *di tensione* e non un valore continuato di corrente come succede con i bipolari. Il circuito di comando è quindi estremamente semplice;

— i transistori POWERMOS possono quindi, per quanto detto sopra, essere pilotati direttamente da circuiti logici standard, dalle uscite di integrati LSI e da quelle dei microprocessori.

Struttura e funzionamento

I transistori POWERMOS hanno una struttura *planare* ed un funzionamento *verticale* nel senso che la corrente si dirige ad angolo retto rispetto al piano della parte superiore. Il chip di ciascun dispositivo è formato da migliaia di piccolissimi transistori (le cosiddette celle) collegati tutti in parallelo. Il numero di queste celle elementari dipende dalle dimensioni del chip, ed in definitiva dalla corrente che si desidera che circoli nel dispositivo.

Dalla *figura 1* si può vedere, in sezione, la struttura di una singola cella. Questa appartiene ad un MOS di potenza ad arricchimento, a canale n. Una cella-transistore viene formata mediante duplice diffusione di zone n^+ e p^+ sopra uno strato epitassiale di tipo n leggermente drogato (e cioè n^-), depositato a sua volta su di un substrato molto drogato n^+ che costituisce il drain. Il gate è formato da silicio policristallino ed è isolato dal canale mediante uno strato isolante di biossido di silicio. Uno strato di metallo collega in parallelo le celle-sorgente attraverso fori

Microfotografia della struttura del chip di un POWERMOS.

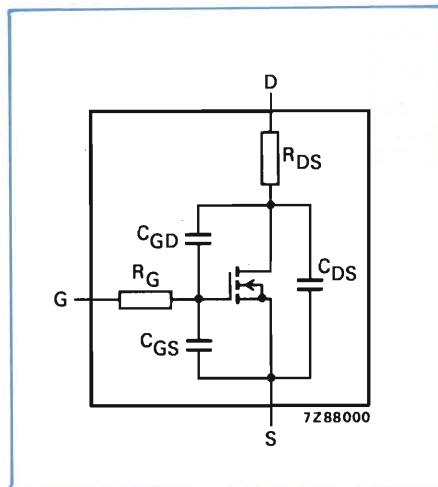



Fig. 2 - Circuito equivalente di un MOSFET di potenza.

praticati nella struttura del gate.

Il contatto con il gate viene realizzato attraverso una piccola zona non metallizzata presente sulla faccia del chip.

Quando al gate viene applicata una tensione positiva superiore alla tensione di soglia $V_{GS(th)}$, nella zona p^+, sotto il gate, si forma uno "strato" di cariche di tipo n (zona della inversione delle cariche), che consentirà una circolazione di corrente tra la source e il drain (per convenzione, questa corrente s'immagina sia diretta dal drain alla source). Questa corrente, in pratica, scorre *verticalmente*, partendo dal drain attraverso la parte più spessa del chip, e dirigendosi successivamente orizzontalmente verso la source dopo aver attraversato il canale.

In queste condizioni, il dispositivo si comporta come un "resistore" avente una resistenza drain/source $R_{DS(on)}$ con valore tipico di 1 Ω o meno. Grazie alla geometria delle zone di svuotamento, la corrente risulta uniformemente distribuita attraverso ciascuna cella del chip sfruttando al massimo in questa maniera il silicio e permettendo di ottenere elevate densità di corrente.

In assenza di tensione sul gate, la giunzione del drain risulta polarizzata in senso inverso, ed in questa condizione di bloccaggio (off-state) scorre soltanto una debolissima corrente di dispersione.

Invertendo la polarità della tensione applicata tra drain e source (e cioè source positiva rispetto al drain), il dispositivo si comporta come un *diodo* a giunzione pn. Quando viene polarizzato in maniera diretta, questo "diodo incorporato" lascia passare una corrente intensa come quella che scorre nel transistore POWERMOS vero e proprio; questo diodo può quindi essere utilizzato con profitto in tutte quelle applicazioni nelle quali ai capi del dispositivo-commutatore deve essere collegato un diodo volano.

Alcuni consigli per il corretto utilizzo dei POWERMOS

Una delle caratteristiche di spicco di questi MOSFET è l'elevata velocità di commutazione. Essa infatti non è soltanto 10 volte superiore a quella dei bipolari ma è soprattutto indipendente dalla temperatura. La velocità di commutazione dipende principalmente dalle capacità interne del dispositivo, dalla tensione e dall'impedenza del circuito di pilotaggio. Dimensionando opportunamente l'impedenza del circuito

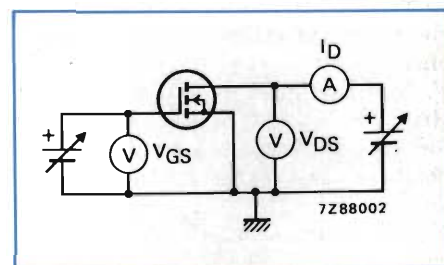
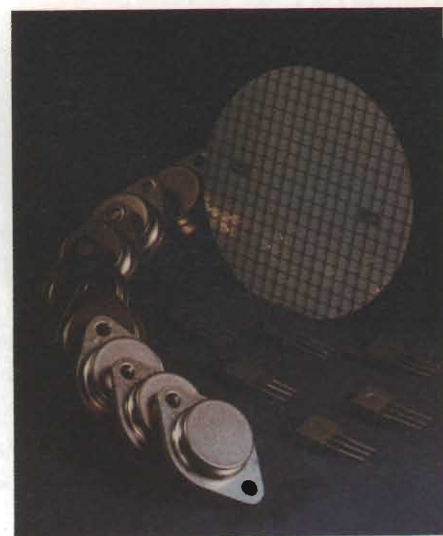



Fig. 4 - Circuito per misurare la resistenza di conduzione $R_{DS\,(on)}$.

Fig. 3 - Grafico per illustrare il significato dei tempi di commutazione; t_{on} = tempo richiesto per l'entrata in conduzione; t_{off} = tempo richiesto per il bloccaggio.

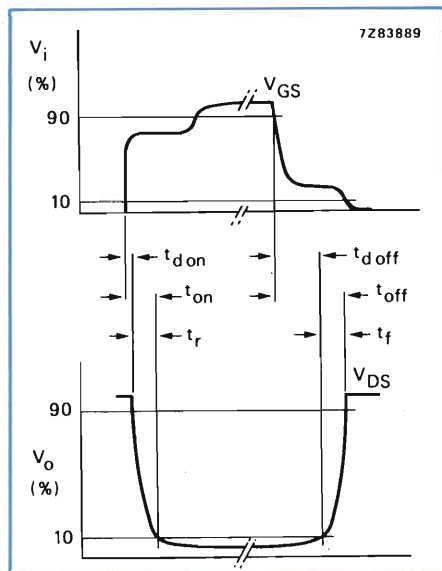



Tabella 1 - Valutazione delle caratteristiche dei POWERMOS e dei bipolari.

Parametri	POWERMOS	BIPOLARE
Velocità di commutazione	****	***
Perdite in fase di commutazione	****	***
Perdite in fase di conduzione	***	****
Sopportazione correnti forti	****	**
Robustezza	****	**
Facilità di pilotaggio	****	**
Potenza richiesta per pilotaggio	****	*
Facilità di collegamento in parallelo	****	***
Area di funzionamento sicuro	****	***
Compatibilità con integrati LSI e microprocessori	****	*
Costo	**	****
Componenti periferici richiesti	****	**

**** = eccellente; * = scarso.

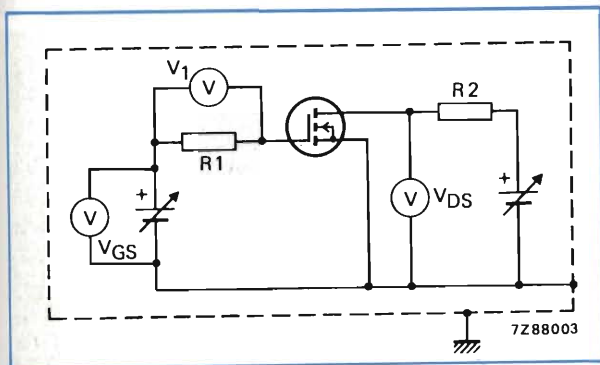



Fig. 5 - Circuito per misurare la corrente di dispersione gate-source (I_{GSS}).

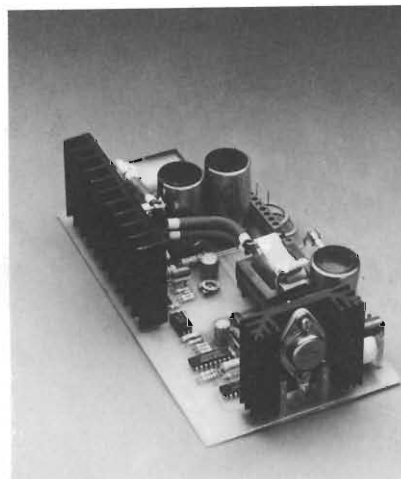



Fig. 6 - Alimentatore a commutazione da 5 V/100 W nel quale come transistore-interruttore è stato impiego il POWERMOS BUZ 36.

di comando è possibile ottenere dal POWERMOS tempi di commutazione inferiori a 10 ns.

Nella tabella 1 sono messi a confronto i POWERMOS con i bipolari: 4 asterischi = eccellente; 1 asterisco = scarso.

I POWERMOS sono molto più robusti dei bipolari. Non bisogna però dimenticare che la tensione massima applicabile tra source e gate ($V_{GS max}$) è 20 V. Superato questo valore, il sottile strato di ossido tra gate e source può forarsi o danneggiarsi ed allora il dispositivo può dirsi definitivamente perduto.

Fino al momento del loro utilizzo occorre tenere i POWERMOS nei loro contenitori antistatici per impedire che vengano danneggiati dalle scariche elettrostatiche, ed inoltre bisogna collegare a terra, il personale che li maneggia (tramite opportuni bracciali), i saldatori e tutte le apparecchiature che "trattano" con i MOSFET 1), 2).

Nel numero 9 di SELEZIONE 1984 è stato descritto il progetto completo di un alimentatore a commutazione da 5 V/100 W realizzato con il POWER BUZ 36. ■

Per informazioni più dettagliate contattare

Philips S.p.A. - Sezione Elcoma
att. Gian Paolo Geroldi
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano
Tel. 02/6752-2335

Bibliografia

1) Macek - *Le scariche elettrostatiche* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** - N. 2/1985, pag. 108.
2) Flood-Pujol - *Protezione dei CMOS contro le scariche elettriche* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** - N. 2/1985, pag. 116.

NUOVA SERIE DI MOSFET DI PICCOLA POTENZA PER COMMUTAZIONE VELOCE

Sono i tipi BSD 10/BSD 12 e BSD 20/BSD 22 della Philips-Elcoma; sono MOSFET a canale n aventi velocità di commutazione di 1 ns (t_{on}) e di 5 ns (t_{off}). Questi transistori posseggono bassi valori di resistenza interna $R_{DS(on)}$, bassi valori di capacità ingresso/uscita e valori di capacità di reazione di circa 0,6 pF. Una particolare caratteristica di questi dispositivi è di possedere, integrata nel chip, una configurazione diodo back-to-back tra gate e substrato la quale provvede a proteggere il MOSFET in presenza di sovratensioni spurie.

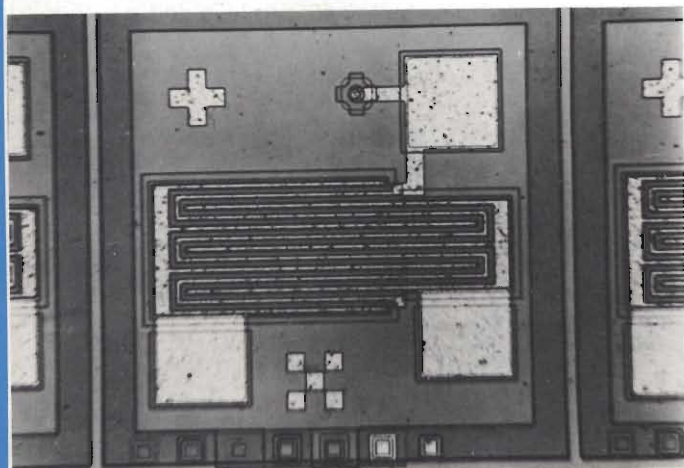



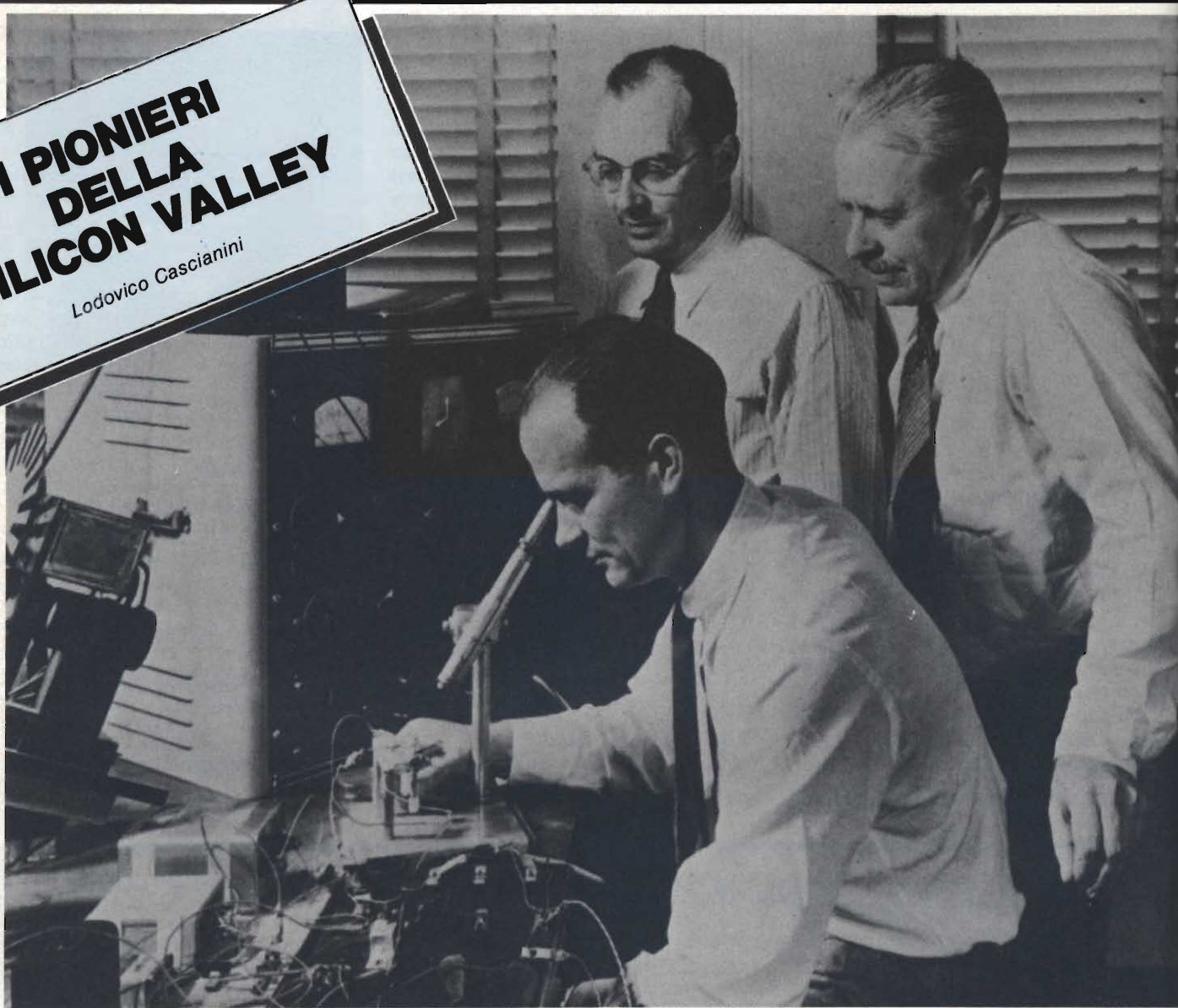
Fig. 1 - Struttura del chip dei MOSFET di piccola potenza BSD 10/BSD 12 e BSD 20 e BSD 22.

Questi nuovi MOSFET di potenza sono la versione "ad impoverimento" (deplection mode) dei transistori BSS83 e BSD 212/15 prodotti nei primi mesi del 1984. Sono adatti per applicazioni di basse tensioni; possono essere impiegati come "interruttori statici" nel settore analogico e digitale; in particolare, nei convertitori, nei chopper e in tutti quei settori dove occorre disporre di interruttori veloci e con funzionamento sicuro.

Per venire incontro alle esigenze degli OEM, questi transistori vengono forniti di contenitori metallici TO-72 (BSD 10/BSD 12) oppure in contenitore adatto per sistemi di montaggio in superficie (BSD 20/BSD 22).

I BSD 10/20 hanno una tensione drain-source di 10 V; i BSD 12/22, di 20 V. La dissipazione massima dei MOSFET in TO-72 è 275 mW, quella dei MOSFET in SOT - 143 è 230 mW.

I PIONIERI DELLA SILICON VALLEY

Lodovico Cascianini

20.mo secolo, l'era del chip: una rivoluzione tecnologica che ha cambiato la nostra vita, il nostro modo di pensare, il nostro lavoro. I capi di questa "rivoluzione" sono venuti dal centro-ovest degli USA; sono ingegneri che dalla Silicon Valley stanno condizionando il nostro futuro. Uno di questi è Robert Noyce...

Nell'estate del 1948, *Harry Truman* durante la sua campagna per la presidenza degli Stati Uniti giunse nella piccola città di Grinnel, nello stato dello Iowa. Là, voleva contattare l'americano medio del West. Grinnel entusiasmò Truman il quale non la dimenticò anche per il fatto che in quella città, e precisamente in Park Street, c'era un famoso college che gli aveva assegnato la laurea ad honorem. Ciononostante, le sue entusiastiche parole non convinsero abbastanza i cittadini di Grinnel i quali, come sempre, votarono per il candidato repubblicano.

Nell'autunno dello stesso anno, *Grant Gale*, un quarantacinquenne professore di fisica del collegio di Grinnel, lesse su un giornale una notizia che riguardava un certo *John Bardeen*, suo vecchio compagno di studi. Bardeen però, si era laureato dottore

Fig. 1 - Nel 1947, i fisici William Shockley (seduto), Tohn Bardeen (a sinistra) e Walter H. Brattain dei laboratori della Bell Telephone inventarono il transistore a punta di contatto: il primo dispositivo amplificatore allo stato solido. I tre ricevettero nel 1956 il premio Nobel.

in fisica all'Università del Minnesota; aveva lasciato il mondo accademico e iniziato a lavorare presso i laboratori della Bell, il centro di studi e ricerche dell'American Telephone & Telegraph Co.

Grant Gale lesse dunque in quel giornale che Bardeen e il suo collega *Walter Brattain* avevano scoperto un nuovo componente: il transistore.

A nessuno passo però per la mente di produrre su scala industriale questo nuovo componente, e tanto meno a Gale; egli voleva solo venire in possesso di questo "transistore" per potervi fare qualche esperimento.

Gale scrisse quindi al suo vecchio collega di studi Bardeen, e per essere più sicuro di avere questo nuovo componente, scrisse contemporaneamente anche al capo del laboratorio di Bardeen, e cioè a *Oliver Buckley*, anche questo un suo vecchio compagno di studi.

Le sue lettere fecero centro, e nell'autunno di quello stesso anno, egli poté venire in possesso di due esemplari dei primi transistori. Organizzò anche conferenze sul transistore a cui parteciparono molti studenti di fisica.

Uno di questi fu *Robert Noyce*, di Grinnel, che fece studi approfonditi sul transistore; lui e il suo maestro Gale erano allora gli unici che conoscessero a fondo questo nuovo componente, tanto che quando Noyce, una volta laureato, si recò al MIT (Massachusett Institute of Technology), i professori e gli studenti di questo istituto ascoltarono incuriositi la storia del transistore raccontata da Noyce. Solo alcuni infatti erano a conoscenza che ai "Bell Laboratories" era stato scoperto un componente elettronico nuovo, ma di preciso sapevano ben poco. Nessuno al MIT si era occupato ancora di "semiconduttori", e Noyce meravigliò tutti quando come tesi di laurea scelse questo argomento: "Photoelectric Study of Surface States on Insulators", introducendosi in questo modo nel mondo meraviglioso dei semiconduttori.

Solo però nel 1953 si cominciò a capire le enormi possibilità che stavano dietro al transistore, e alcune grandi aziende iniziarono la caccia alle persone che ne sapessero di più su questo piccolo e misterioso componente. Fu così che Noyce ricevette offerte dai Bell Lab, da IBM, RCA e Philco. Si decise per la Philco, nella Pennsylvania.

Noyce però sapeva che in quello stesso periodo anche *William Shockley* si occupava intensamente di queste tecnologie, e che già nel 1939 aveva fatto una "puntata teorica" nel mondo dei semiconduttori. Egli infatti era stato direttore di quel gruppetto di pionieri, come Grant Gale, Walter Brattain e John Bardeen del collegio di Grinnel. Shockley era stato l'inventore anche del cosiddetto "transistore a strato".

Nel 1954 Shockley lasciò i laboratori della Bell e si diresse a Palo Alto in California, nei pressi della Stanford University dove egli era cresciuto. Là creò una ditta: la Shockley Semiconductor & Laboratory, una baracca pulitissima nei pressi della South San Antonio Road (Mountain View), e lì fissò il suo domicilio.

I dipendenti di questa ditta erano esclusivamente ingegneri elettronici e dottori in fisica, oltre ad alcune dattilografe e a due tecnici. Era quindi una "linea di produzione" - così lui la chiamava - fatta di personale altamente specializzato.

Fig. 3 - Primo transistore a giunzione realizzato dalla Fairchild Semiconductor in tecnologia planare. Gli elettrodi della base e dell'emettitore si trovano su un piano (da qui planare) e vengono ottenuti con maschere di ossido di silicio attraverso le quali il materiale sottostante (detto substrato che forma il collettore) viene drogato ricorrendo a processi di diffusione.

Fig. 2 - Il primo amplificatore allo stato solido. Il primo transistore era costituito da una piastrina di germanio (la base) sulla quale erano posizionati, molto vicino tra loro, due contatti metallici (l'emettitore e il collettore). Il triangolo di polistirene ricoperto con un sottile foglio di oro fu un'idea di Brattain per far si che i due contatti metallici sulla piastrina di germanio (e cioè l'emettitore e il collettore) fossero molto vicini tra loro (allora, circa 50 micron).

Fig. 4 - Primo circuito integrato prodotto dalla Texas Instrument. Si potè così dimostrare che "dentro al silicio" era possibile realizzare un circuito elettrico completo: oltre ai transistori, potevano essere fatti con il silicio anche resistori e condensatori.

Fig. 5 - Il primo circuito integrato monolitico prodotto su scala industriale è stato questo flip-flop realizzato dalla Fairchild Semiconductor nel 1961.

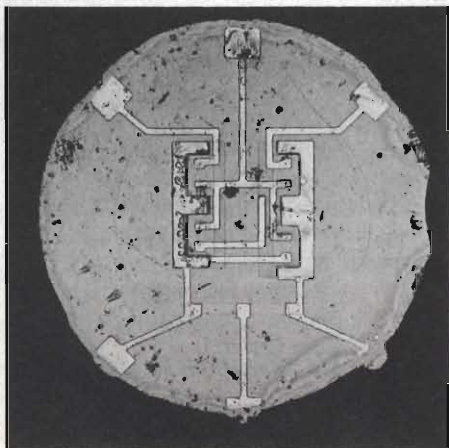



Fig. 6 - Uno dei primi circuiti integrati bipolari; si tratta di una porta NOR a tre ingressi che usa la logica RTL (Resistor-Transistor-Logic). È stato costruito dalla Philco-Ford per i laboratori del MIT che lo impiegarono nel computer a bordo dei veicoli spaziali del programma Apollo.

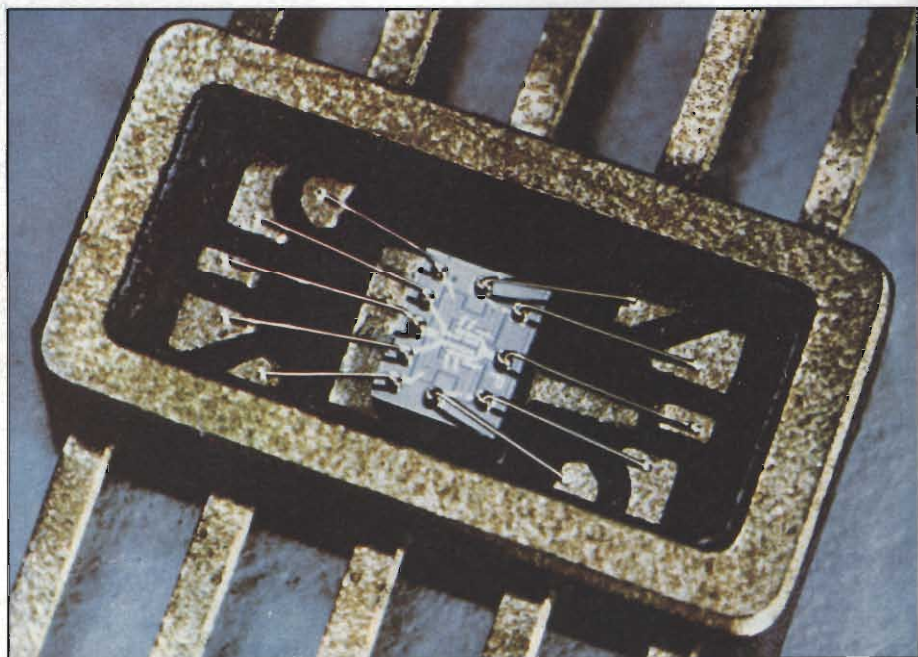
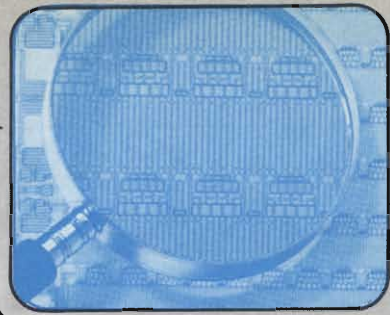
Shockley e Noyce: una coppia impareggiabile

Nel frattempo, Noyce alla Philco non si trovò bene come si sarebbe aspettato. La Philco infatti voleva produrre transistori in concorrenza con RCA e GE, e non aveva nessuna intenzione di investire capitali per studi e ricerche avanzate come invece era desiderio di Noyce. Così, nel 1956 egli lasciò questa azienda, e dalla Pennsylvania si diresse da Shockley, nella California.

Questo cambiamento avvenne secondo lo stile caratteristico di Noyce: alla sera, dopo un paio di telefonate, salì con la moglie in un aereo diretto verso la California; alle 6 del mattino era già a Palo Alto; nella stessa mattinata comprò una casa; nel pomeriggio si diressero verso Mountain View, parlò con Shockley e ottenne un lavoro.

Nei primi mesi, lavorare alla "linea di produzione" della ditta Shockley era davvero divertente. Naturalmente, non si trattava di una "linea di produzione" in senso vero e proprio.

Questi giovani ingegneri e dottori, ogni giorno, non facevano altro che portare, nei forni, il germanio e il silicio a temperature che si aggiravano sui 1250 °C; indossavano camici bianchi, occhiali e guanti di protezione. Quando "drogavano" il germanio e il silicio fusi, con piccole quantità di alluminio, fosforo, boro e arsenico, i loro volti venivano illuminati dalla luce bianchissima o arancione che si sprigionava dai metalli fusi al contatto con questi metalli droganti. Da queste fusioni ricavavano cristalli che poi riuscivano, al microscopio, a segare ottenendo sottili fettine (wafer) e da queste piccole aree (chip), di cui successivamente studiavano il comportamento elettrico. Le parole wafer e chip fecero la loro prima comparsa nel mondo dell'elettronica proprio allora.

In questa "officina di alchimisti", Shockley prendeva appunti, consultava libri, tutto avvolto in una nuvola di fumo: proprio alla Shockley.

Inizia la diaspora

Il primo Novembre 1956, Shockey entrò trionfante nella sua azienda-baracca, e invitò tutti a pranzo. Assieme a Walter Brattain e John Bardeen aveva infatti vinto, per la scoperta del transistore, il premio Nobel. Fu un bel giorno per la Shockley Semiconductors.

Ma dove c'è luce, c'è anche ombra. In questa azienda c'erano uomini di troppa spiccata personalità e diversa estrazione, ed era quindi molto difficile andare d'accordo. Anche Noyce non approvava in tutto il comportamento di Shockley. Quest'ultimo si era inoltre messo in testa che qualcuno volesse sabotare l'azienda; lo fece pedinare e sorvegliare. Ma il sabotatore non ci fu.

Anche dal punto di vista tecnico cominciarono ad emergere differenti punti di vista. Così, Shockley aveva in mente di sviluppare un diodo a quattro strati mentre Noyce e due altri suoi colleghi, e cioè *Gordon Moore* e *Jean Hoerni*, volevano approfondire il fenomeno dell'amplificazione nei transistori.

In Hoerni e Moore divenne sempre più marcata l'incompatibilità con il capo, ed inoltre si fece sempre più vivo in essi il desiderio di lavorare da soli, di fondare una loro ditta. Fu così che alla fine, trascinandosi dietro altri cinque ingegneri, lasciarono un bel giorno la Shockley Semiconductors. Nulla li potè trattenere.

Si affermò allora il concetto di considerare "l'affare semiconduttore" come un normale "show-business" il cui capitale iniziale era costituito essenzialmente dalle idee, e dal know-how che i "defezionisti" si portavano via. Così si mise in moto quel carosello di segmentazioni progressive, caratteristiche degli inizi dell'era dei semiconduttori.

Moore, Hoerni e gli altri cinque fuggitivi si resero presto conto che avevano bisogno di un capo che coordinasse il loro lavoro. Pensarono subito a Noyce anche se sapevano che era privo di qualsiasi esperienza organizzativa. Ciònonostante, si affidarono a lui ugualmente.

Noyce non aspettava altro; accettò e riuscì subito a trovare un finanziatore: la Fairchild Camera and Instrument che dette ai giovani intraprendenti il capitale per fondare una nuova azienda: la *Fairchild Semiconductor*.

Shockley prese male la defezione dei sette; anche perché si andava dicendo che lui era stato il "padre del transistore" e i defezionisti, i "suoi figli".

Noyce dal canto suo, grazie a Grant Gale e a John Bardeen, potè venire a sapere tutto sul transistore, proprio là a Grinnel, nello Iowa.

La Faichild Semiconductor trasformò dodici caseggiati lontani dalla ditta di Shockley, nelle Mountain View, in un edificio a due piani (Mountain View si trova a nord di *Santa Clara Valley*).

Questa, prima che i pionieri dei semiconduttori la chiamassero *Silicon Valley* era famosa soprattutto per i suoi immensi frutteti.

Ci si rese subito conto che la Fairchild Semiconductor si era inserita al momento giusto nel "mercato" dei semiconduttori.

Il transistore era infatti diventato un componente molto richiesto.

Il sistema di produzione del transistore allora era tutt'altro che automatizzato. Centinaia di donne tagliavano al microscopio barrette di silicio in piccoli dischetti. I transistori, una volta finiti, venivano collegati tra loro e con gli altri componenti, l'apparecchio finito veniva ad assumere l'aspetto della "carta geografica della Virginia Orientale", e l'interno di un computer, quello di un immenso "piatto di spaghetti".

Noyce pensò comunque di risolvere così questa situazione: realizzare in un unico chip di silicio tutti i transistori e i diodi richiesti da un dato circuito, e naturalmente anche tutti i relativi collegamenti (sapeva comunque che non era il solo che aveva avuto questa idea).

Nel gennaio del 1959, Noyce buttò giù un progetto dettagliato riguardante la realizzazione di un circuito integrato. Un mese dopo però la Texas Instruments annunciò che *Jack Kilby* aveva realizzato un circuito integrato su chip di germanio.

Sei mesi dopo però fu Noyce a realizzare un circuito integrato, questa volta su un chip di silicio e comunque il primo a rendersi conto della portata di questa scoperta. Anche "madre" Fairchild capì che era iniziata l'età dell'oro dell'elettronica e ricomprò quindi per tre milioni di dollari la Fairchild Semiconductor.

Noyce, Moore, Hoerni e gli altri "giovani di Shockley" divennero ricchi nello spazio di una notte. Ognuno infatti entrò in possesso delle azioni della Fairchild per un ammontare di 250.000 dollari. Noyce diventò general Manager. La Nasa, per il suo programma Gemini, si servì di circuiti integrati prodotti dalla Fairchild, e questa fu una re-

Fig. 7 - Microprocessore a 8 bit 8008 dell'Intel: il primo processore in tecnologia MOS. Questo chip con gate di silicio e con canale p integrava 2900 componenti elettronici - un numero grande nel 1971 - ed eseguiva 50.000 istruzioni al secondo.

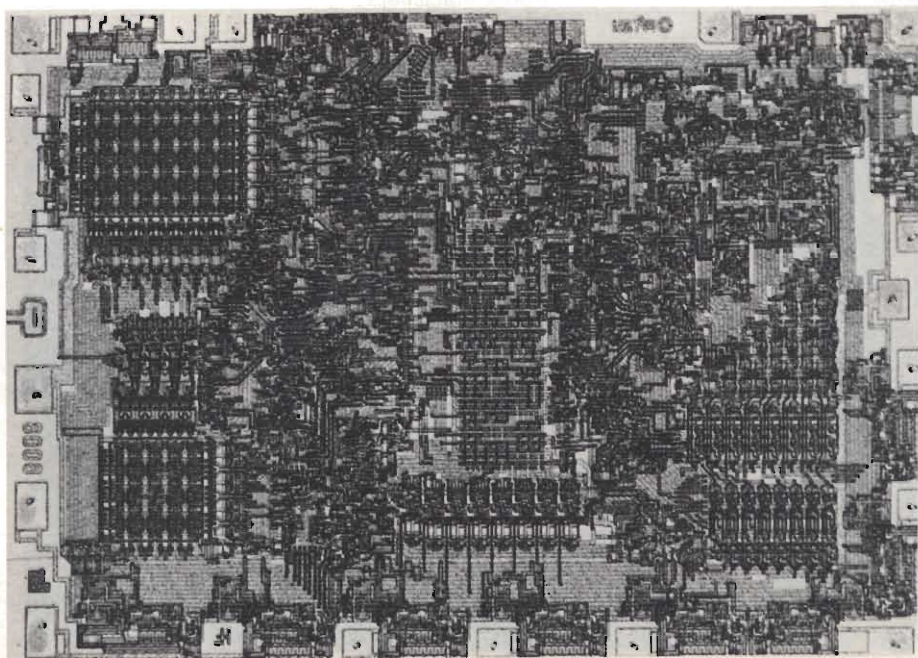



Fig. 9 - Il primo circuito integrato MOS (1965). Permetteva di formare in un chip di uguali dimensioni un numero più elevato di componenti presenti in un circuito integrato bipolare. Questo c.i. MOS conteneva già 968 componenti ed aveva un contenitore a 44 terminali.

ferenza che sommerse letteralmente di ordini la Fairchild Semiconductor. In dieci anni infatti, il giro d'affari della ditta passò da duemila a centotrenta milioni di dollari.

"Chi prima arriva macina per primo"

L'azienda creata da questi pionieri dei semiconduttori, era una "cosa" che non si era mai vista in Santa Clara Valley.

Infatti, a differenza di quelle sorte all'est, non esisteva al suo interno una rigida gerarchia. Noyce era contrario a qualsiasi forma di ordinamento rigido. "Chi arriva prima macina prima" era solito dire; per cui non esisteva il cosiddetto "top manager". Ogni ingegnere era completamente responsabile di un dato settore. "Queste sono le linee di marcia" diceva Noyce "prima, seconda, terza... Caro ingegnere, se lei crede che io decida per lei, si sbaglia di grosso".

Questa dura scuola fece però balenare in mente a molti quest'altra idea: "Ma allora perché non lavorare in proprio?".

E così, "i figli" della Fairchild (Fairchildren) impiantarono più di 50 aziende: Raytheon Semiconductor, Signetics Intersil, AMD occuparono la Santa Clara Valley la quale poi divenne la *Silicon Valley*.

In tutte queste nuove aziende si poteva facilmente riscontrare l'impronta e la firma di Noyce. Ogni dipendente si identificava completamente con la propria ditta. La giornata di sole otto ore era un'eccezione.

Ogni azienda si proponeva di raggiungere questo obiettivo: integrare un numero di transistori sempre maggiore nel chip.

Nel 1964, i transistori erano 10; sei anni dopo, erano 1000; nel 1976 erano già 32.000!

Nel frattempo alla Fairchild gli affari andavano bene. Ciònonostante, Noyce era sempre più contrario alla politica degli investimenti portata avanti dalla *Sherman Fairchilds*, il titolare dell'azienda. "Perché" diceva Noyce "Sherman pompa tanti denari in quelle nuove aziende dell'est"? Anche perché queste nuove ditte avevano ben poco a che fare con i semiconduttori. E così, a poco a poco, maturò la separazione di Noyce dalla Fairchild, il quale assieme a Gordon Moore fondò *l'Intel*.

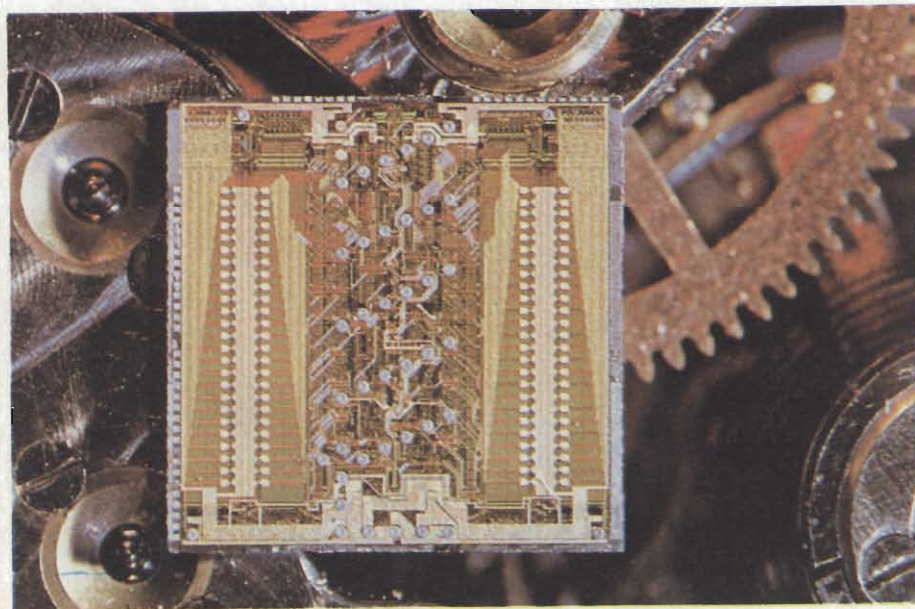
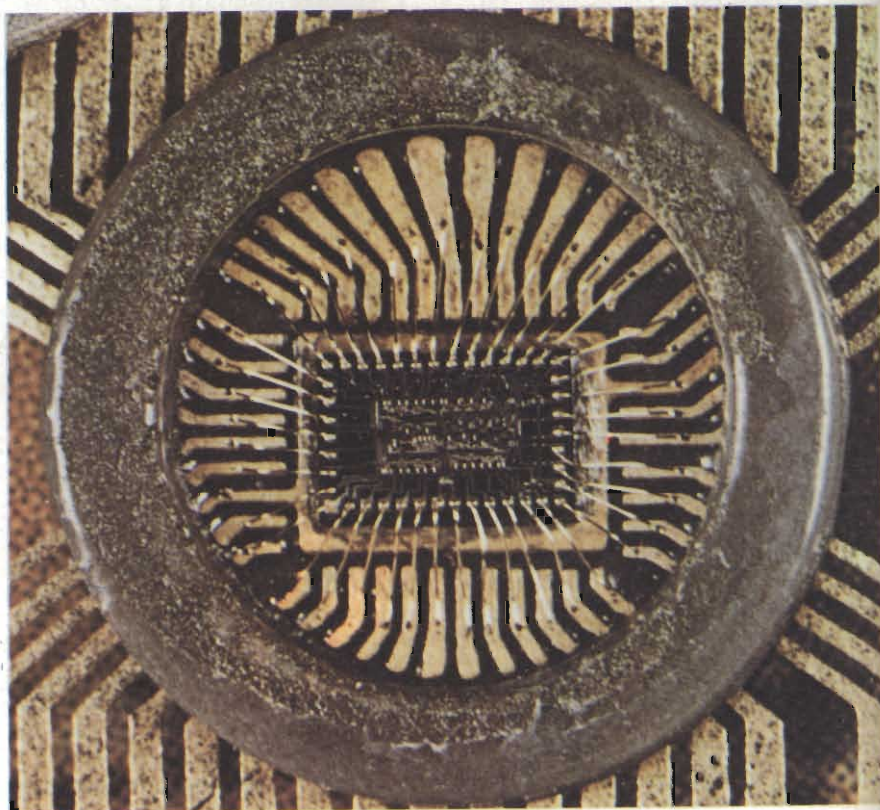



Fig. 8 - L'era dell'integrazione su larga scala (VLSI) è cominciata nel 1979 con la realizzazione di memorie RAM dinamiche da 64 K realizzate dalla IBM.

Fig. 10 - Chip del c.i. amplificatore operazionale LF 156 della National Semiconductor. È stata la prima a ricorrere ai FET per poter avere un'elevata impedenza d'ingresso. A quell'epoca non era raro il caso di trovare chip nei quali coabitavano transistori bipolari e FET.

La nuova creatura di Noyce: la memoria Intel 1103

A fornire il capitale iniziale della nuova azienda provvide *Arthur Rock*, un uomo esperto di affari. Noyce e Moore misero sul tavolo, ciascuno, 250.000 dollari, e questo fece buona impressione su Rock. Tre mesi dopo vennero altri 300.000 dollari dal College di Grinnel. Noyce infatti faceva parte del consiglio di amministrazione della sua vecchia scuola fin dal 1962, e da qualche tempo pregava i membri del consiglio di investire in una azienda di cui lui fosse il responsabile.

A Moore e a Noyce non passò affatto per la mente di fare concorrenza alle aziende di semiconduttori già esistenti. No, essi rivolsero la loro attenzione ad un settore del mercato molto ristretto: quello delle memorie.

Trascorsero due anni prima che il chip della memoria *1103* fosse pronto per una produzione di serie. Ma già nel 1972, l'azienda incassò 24 milioni di dollari, in seguito al successo di questo componente. L'anno dopo diventarono 66 milioni, e nel frattempo il personale salì a 2.500 unità.

Fin dall'inizio si diede al personale la possibilità di acquistare le azioni dell'azienda. Noyce era infatti convinto che questa forma di suddivisione del capitale fosse uno stimolo più efficace che una suddivisione di puri guadagni.

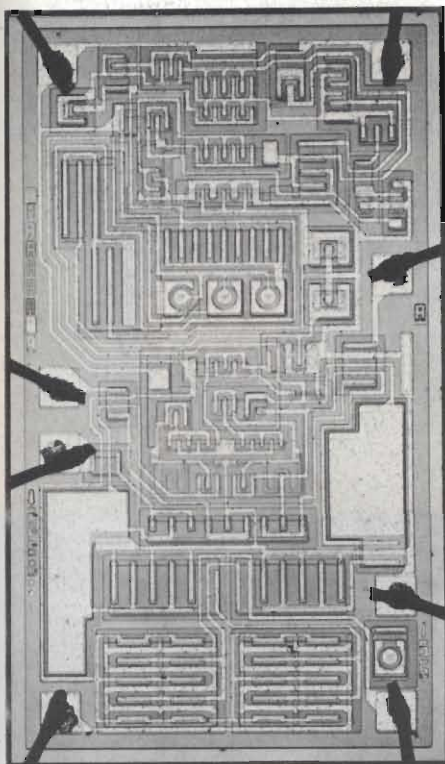
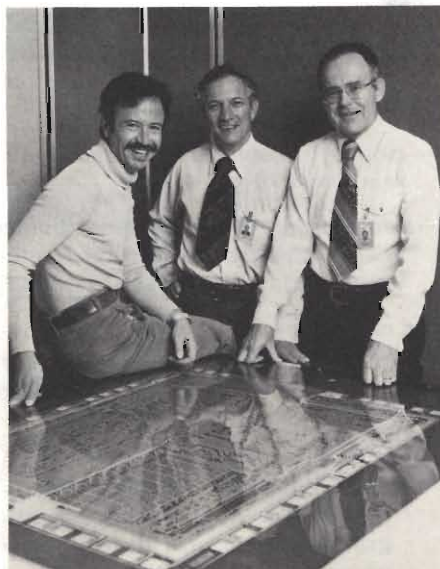
Un'azienda di semiconduttori progredisce e vive solo se è in grado di produrre continue innovazioni nel settore in cui opera. I suoi dipendenti, se ne possiedono le azioni, desidereranno ovviamente che queste azioni acquistino sempre più valore in borsa. Questo però, a sua volta, può succedere solo se l'azienda farà parlare di se a causa delle innovazioni tecnologiche che essa produce.

Il dislivello est-ovest

Altri pionieri non si fecero aspettare. Un trentaduenne ingegnere *Ted Hoff*, inventò il microprocessore, praticamente il computer condensato in un chip.

Nel frattempo, ed è la storia dei nostri giorni, la *Silicon Valley* è diventata effettivamente un Eldorado. Tutti i "cercatori di oro" che l'hanno creata non sono pervenuti dall'est raffinato e colto degli USA ma dall'ovest provinciale e piccolo-borghese. È vero che alcuni di questi pionieri come Noyce e Shockley hanno conseguito le loro lauree di dottore al MIT, ma solo perché ciò conferiva un certo prestigio. Le basi delle tecnologie dei semiconduttori non furono di certo poste là. A proposito di questo divario est-ovest, Noyce si è espresso in questa forma molto espressiva: "Quando in una piccola città dell'ovest si rompe qualche cosa, non si aspetta il pezzo di ricambio, lo si fa di nuovo".

La gente dell'est ha una mentalità tutta particolare nei confronti della tecnica. L'ingegnere per loro non è una carriera molto desiderabile. Per loro ha un fascino speciale quell'aura intellettualistica di stampo europeo che circonda, giuristi, medici, generali, storici, ma non di certo l'ingegnere. Questo snobismo tutto europeo non ha mai però raggiunto Grinnel, nello Iowa ed è stata una benedizione per la tecnica!

Attualmente, la Silicon Valley è effettivamente l'Eldorado dell'elettronica e del computer, e di questo se ne rende conto chiunque abbia a che fare con la microelettronica. Stanno però cadendo nel dimenticatoio quelli che per primi impiantarono questa "colonia tecnologica" nel cuore della Santa Clara Valley: e cioè pionieri delle tecnologie dei semiconduttori.

I fondatori dell'Intel: Andrew S. Growe (a sinistra), Robert N. Nojce (al centro) e Gordon E. Moore, furono quelli che, abbandonata la Fairchild, conseguirono il maggior successo. L'Intel è stata una delle 13 aziende di semiconduttori che "occuparono" Santa Clara Valley (Silicon Valley) nel 1968.
Le fotografie di questo articolo sono state ricavate dal volume "An Age of Innovation", edito dalla MC Graw-Hill Publications Co.

SVILUPPI E PROSPETTIVE DEL TVC ANALOGICO

Selezione ha già presentato un ampio servizio sul televisore a colori digitale introdotto dalla Intermetall (ITT). Si tratta di una soluzione interamente digitale realizzata mediante sette circuiti integrati VLSI in tecnologia MOS. È ora la volta della Philips-Elcoma che prevede di presentare entro il 1990 un televisore nel quale sicuramente tutta l'elaborazione a cui devono sottostare il segnale audio e video partendo dal tuner al cinescopio, sarà contenuta in un unico chip. Questo chip, realizzato in tecnologia bipolare, deve la sua eccezionale densità d'integrazione al sistema di isolamento dei transistori mediante ossidazione a V, il quale consentirà di ridurre del 50% la superficie del chip.
L'articolo presenta i circuiti integrati studiati per soluzioni economiche di televisori b/n e a colori nonché soluzioni di classe più elevata nei quali il microcomputer, grazie alla presenza del bus seriale I²C, può controllare oltre la sintonizzazione dei canali, anche le funzioni audio e video, nonché la ricezione delle informazioni televideo e videotel.

Lodovico Cascianini

Il problema che si pone sempre il costruttore di televisori, e più in generale, il costruttore di qualsiasi altra apparecchiatura elettronica può riassumersi in queste esigenze fondamentali.

- ridurre il costo delle apparecchiature a parità di prestazioni;
- semplificare la loro messa a punto in sede di produzione e la loro manovrabilità da parte dell'utilizzatore.

Nel campo specifico del televisore, l'introduzione del microcomputer ha semplificato due sezioni importanti del televisore:

1) il sistema di sintonizzazione delle varie emittenti mediante telecomando che in Italia ha assunto grande importanza dato il gran numero di emittenti TV private;
2) il sistema di regolazione di tutte le funzioni analogiche (e cioè il contrasto, la luminosità, la tinta e il suono).

Come controllore generale delle suddette funzioni viene impiegato un microcomputer standard mentre la particolare programmazione delle varie funzioni (software) è lasciata alla libera scelta del costruttore che la adatta alle sue particolari esigenze.

L'esperienza pluriennale che la Philips-Elcoma ha ormai acquisito nei sistemi di controllo delle funzioni TV attuati mediante microcomputer ha consentito a questa società di fare ulteriori passi avanti nella "digitalizzazione" del televisore. Sono state scelte direzioni di marcia che potessero venire incontro innanzitutto alle aspettative dell'acquirente del televisore, il quale si aspetta di vedere sullo schermo immagini sempre più stabili e più nitide, e in secondo luogo a quelle del costruttore che desidera realizzare un televisore avente le suddette caratteristiche ricorrendo ad un numero di componenti sempre più ridotto nonché abbreviarne i tempi di collaudo.

Per raggiungere questi obiettivi sono stati fatti significativi progressi in queste quattro direzioni:

— offrire al costruttore la possibilità di realizzare vari modelli di televisori: in altre parole *flessibilità* in sede di fabbricazione. Il costruttore può infatti realizzare sia un TV economico che per l'elaborazione del segnale audio/video utilizza uno o due soli integrati, sia attuare soluzioni intermedie di TV, fino ad arrivare a tipi ad elevate prestazioni, controllati interamente mediante microcomputer. Ciascuna soluzione prevede l'utilizzo di un minimo numero di componenti, e questo tutto a vantaggio del costruttore.

— estendere il sistema di controllo mediante microcomputer ai circuiti incaricati di elaborare i segnali audio e video ricorrendo al bus seriale I^2C = Inter-IC), eliminando in questo modo la messa a punto manuale della geometria dell'immagine e del bilanciamento del colore.

— introdurre soluzioni circuitali avanzate introducendo particolari sistemi di elaborazione dei segnali, tendenti ad eliminare induttori e linee di ritardo.

— migliorare decisamente la qualità dell'immagine ricorrendo a sistemi fin qui mai usati, e cioè alla memorizzazione di immagini TV complete.

Fig. 1 - Funzioni essenziali contenute nel circuito integrato TDA4500 e relativi segnali d'ingresso e d'uscita.

Flessibilità nella progettazione del televisore

L'attuale numero di circuiti integrati Philips-Elcoma controllabili mediante il bus seriale I^2C, è abbastanza grande da permettere al costruttore di studiare varie soluzioni di televisori senza dover aggiungere per realizzare ciascuna soluzione, un numero di componenti discreti troppo elevato.

Esiste infatti un circuito integrato nel quale sono contenute tutte le funzioni che provvedono all'elaborazione dei segnali audio e video partendo dall'uscita del tuner fino ai relativi stadi demodulatori compresi.

È disponibile inoltre un secondo integrato nel quale sono contenute tutte le funzioni richieste per la demodulazione del segnale del colore.

Con questi due integrati elaboratori dei segnali video e audio, ed ovviamente altri componenti, è possibile realizzare soluzioni economiche di televisori rispettivamente bianco e nero e a colori.

Partendo da queste due soluzioni ultraeconomiche è inoltre possibile, ricorrendo a circuiti integrati compatibili con il bus seriale I^2C, realizzare televisori di classe intermedia e di classe elevata nei quali le funzioni di sintonizzazione, di regolazione delle funzioni analogiche, di allineamento dell'im-

magine e di memorizzazione sono regolate mediante computer.

La soluzione economica, quella intermedia e la soluzione di classe vengono realizzate, come si vede, mediante semplice aggiunta di componenti fatti *l'uno per l'altro* senza dover ricorrere, di volta in volta, ad altri integrati *speciali* ma semplicemente mediante aggiunta di componenti standard.

Tutto il set di questi integrati è basato sul concetto di *modularità*, che prevede in un futuro non lontano, un più facile collegamento e "colloquio" di tutte le apparecchiature audio e video domestiche.

Soluzione economica di TV bianco e nero

Tornando a considerare la soluzione ultraeconomica di televisori bianco/nero vediamo che essa è basata sulla serie di integrati TDA4500. Questi integrati, incorporano nel loro chip un numero di funzioni superiore a quello degli integrati analoghi che li hanno preceduti. Il monochip TDA 4500 per esempio (*figura 1*) incorpora tutto il sistema di amplificazione del segnale video a frequenza intermedia, il relativo demodulatore, uno stadio preamplificatore del segnale video demodulato, un amplificatore della frequenza intermedia audio, ed infine, i circuiti che provvedono alla separazione e all'elaborazione dei segnali di sincronismo.

I segnali d'uscita sono pertanto:

— il segnale video composto,

— i segnali di pilotaggio della base dei tempi di riga e di quadro,

— il segnale per il controllo automatico della frequenza (C.A.F.).

— la tensione per il controllo del guadagno del tuner (C.A.G.), ed infine,

— il segnale audio per il pilotaggio del relativo stadio finale di potenza.

Il segnale d'ingresso è ovviamente il segnale video/audio a frequenza intermedia in uscita dal tuner. Il tutto in un contenitore a 28 terminali.

Nella *figura 2* è indicato un prototipo da laboratorio della sezione di elaborazione dei segnali video e audio basata sull'integrato TDA 4500. In questa piastra sono contenuti oltre al tuner, i pochi altri circuiti e componenti esterni richiesti, specificati in dettaglio nello schema elettrico completo riportato nella *figura 3*. Nelle *figure 4* e *5* è indicato il circuito stampato di questo prototipo, visto dalla parte del rame (*figura 5*) e visto dalla parte dei componenti (*figura 4*).

Soluzione economica di TV a colori

Aggiungendo al suddetto integrato, che in questo caso si chiama TDA4501, il tipo TDA 3565, si ottiene anche la demodulazione del segnale video composto, o in altre parole, i segnali RGB (*figura 6*).

Il TDA4501 differisce dal TDA4500 in quanto fornisce in più l'impulso "sandcastle" (e cioè un particolare impulso di sincronismo di riga), e incorpora inoltre un secondo anello di controllo del segnale di sincronismo.

Il TDA3565 (in contenitore DIL a 18 terminali) provvede ad elaborare il segnale di crominanza/luminanza in uscita dal TDA4501 fornendo a sua volta in uscita i segnali dei colori primari RGB, i quali, previa amplificazione nei relativi stadi finali, andranno poi a pilotare il catodo i tre cannoni del cinescopio a colori. Il TDA3565 è la versione migliorata della serie di decodificatori PAL single-chip TDA3560 introdotta alcuni anni fa.

Questa soluzione economica di televisore a colori, a due soli integrati (*figura 7*), richiede soltanto gli stadi finali per i tre segnali RGB, per il segnale audio, per le basi dei tempi di riga e di quadro, più ovviamente il tuner e l'alimentatore. I componenti esterni sono ridotti al minimo. Attualmente deve quindi considerarsi la versione più economica di televisore a colori esistente sul mercato.

Il televisore economico può essere predisposto per ricevere anche le trasmissioni televideo

Si sa che per ricevere il servizio Televideo, (attualmente trasmesso in via sperimentale dalla RAI) occorre disporre di un circuito integrato decodificatore PAL avente ingressi per il segnale RGB (segnali dei colori primari, rosso, verde e blu) e del decodificatore del segnale digitale caratteristico di

Fig. 2 - Prototipo di laboratorio nel quale tutte le funzioni interessate all'elaborazione dei segnali audio e video di un televisore in bianco e nero (partendo dal tuner fino agli stadi di potenza audio, video, finali di riga e di quadro) sono contenute nell'integrato TDA4500.

Fig. 3 - Schema elettrico completo del prototipo di laboratorio del televisore bianco e nero economico riportato in fig. 2. Mancano solo gli stadi finali video, audio, di riga e di quadro.

LIBRI

edizioni JCE

ALLA SCOPERTA DELL'APPLE *IIc*

di F. WAGNER DOBLER

Il libro, rivolto ad utilizzatori professionali e hobbistici, espone in dettaglio le disponibilità e le capacità dell'Apple *IIc*, incluso il suo hardware, le sue periferiche, le sue possibilità grafiche e l'uso di elaboratori di testo, tabelloni elettronici ed altre utilità software. Nel testo è compreso un esame delle specifiche hardware della macchina, un'analisi della documentazione ed una parte dedicata all'implementazione dei linguaggi di programmazione BASIC, LOGO, PASCAL, PILOT ed assembler 65CO2.
Il sistema operativo è trattato in dettaglio; cura particolare è stata dedicata al confronto fra l'Apple *IIc* e il suo predecessore Apple *IIe*.
Il presente libro costituisce un'inestimabile guida di riferimento per coloro che si propongono di acquistare l'Apple *IIc* e desiderano un obiettivo giudizio delle sue capacità, oppure per coloro che, già possedendolo, sono interessati ad ulteriori informazioni pratiche sulle sue possibili applicazioni.

Pag. 144

Cod. 9301 **L. 16.000**

APPLE MACINTOSH: IL COMPUTER MAGICO

di E.S. CONNOLLY e P. LIEBERMAN

In un unico volume uno sguardo all'Apple Macintosh: lo strumento che farà salire vertigginosamente la vostra produttività nel lavoro.
Nel libro troverete:
- Come si può rendere più efficiente un calcolatore da tavolo
- Come il MacPensiero incrementa la produttività
- Che cosa sta dietro alle MacWindows
- Come ottenere il massimo dal Mouse
- L'uso di MacWriter, MacPaint e di tutti gli altri MacTools
- Quale altro software è disponibile per il Macintosh
- Come funziona il microprocessore 68000
- Tutto sui drives per mini-floppy.

Inoltre imparerete come comunicare con il Macintosh e come creare menù che parlino da soli.
Se ne possedete un esemplare o se intendete acquistarne uno, questa guida costituirà il vostro indispensabile e sapiente amico.

Pag. 192

Cod. 9350 **L. 20.000**

IL 68000: PRINCIPI E PROGRAMMAZIONE

di LEO J. SCANLON

Questo libro illustra le caratteristiche del microprocessore 68000 e fornisce le nozioni fondamentali per la sua corretta programmazione.
In particolare vengono illustrati:
- il Cross MacroAssembler della Motorola
- il set di istruzioni del 68000 con i suoi 14 modi di indirizzamento
- le potenti istruzioni aritmetiche per moltiplicazione e divisione
- programmi esemplificativi per la gestione delle liste e delle tavole numeriche.

Vengono inoltre illustrate le funzioni dei 64 piedini del 68000 IC e i supporti periferici interfacciabili con esso. Conclude il volume una breve descrizione degli altri processori appartenenti alla famiglia del 68000, con particolare riguardo per il 68008, utilizzato nei personal computer dell'ultima generazione.

Pag. 256

Cod. 9850 **L. 20.000**

LA PRIMA VOLTA CON APPLE

di R. COOK e T. HARTNELL

Se non avete mai programmato un computer prima d'ora e vi piacerebbe imparare in poche ore, ecco il libro adatto a voi. Probabilmente già disporrete di gran parte, se non di tutto, del software che vi serve; ma vi sarete anche resi conto che è bene saperne un po' di più, magari per far colpo sugli amici, insegnare qualcosa ai vostri bambini o creare da soli qualche programma per lavoro o per gioco. Questo libro vi spiega come far tutto ciò in pochissimo tempo. All'inizio vedremo i pochi comandi che servono per lavorare con il disco di sistema, cioè per dare il via al computer.
Il tutto avverrà sotto il vostro controllo a partire dalle prima pagina del primo capitolo del libro. Passeremo poi in rassegna i termini più importanti per la programmazione e alla fine, avrete in mano una piccola raccolta di programmi che vi terranno occupati con Apple per qualche settimana.

Pag. 100

Cod. 9300 **L. 16.000**

Cedola di commissione libraria da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. - MI

Descrizione	Cod.	Q.tà	Prezzo Unitario	Prezzo Totale
ALLA SCOPERTA DELL'APPLE *IIc*	9301		L. 16.000	
LA PRIMA VOLTA CON APPLE	9300		L. 16.000	
IL 68000: PRINCIPI E PROGRAMMAZIONE	9850		L. 20.000	
APPLE MACINTOSH: IL COMPUTER MAGICO	9350		L. 20.000	

Desidero ricevere i libri indicati nella tabella, a mezzo pacco postale, al seguente indirizzo:

Nome
Cognome
Via
Città
Data C.A.P.

SPAZIO RISERVATO ALLE AZIENDE. - SI RICHIEDE L'EMISSIONE DI FATTURA

PARTITA IVA

PAGAMENTO:
- ☐ Anticipato, mediante assegno bancario o vaglia postale per l'importo totale dell'ordinazione.
- ☐ Contro assegno, al postino l'importo totale.

AGGIUNGERE L. 3.000 per contributo fisso spedizione. I prezzi sono comprensivi di I.V.A.

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - MI

questo servizio, trasmesso durante il tempo di cancellazione di quadro.

I "vecchi" integrati, decodificatori PAL TDA 3560 oppure TDA3561A (entrambi a 28 terminali) posseggono gli ingressi RGB. Nel nuovo decodificatore PAL 3565 non sono previsti questi ingressi. In compenso però i segnali d'ingresso e d'uscita e di alimentazione fanno capo a terminali disposti alla stessa maniera dei decodificatori TDA3560 e TDA3561A.

Conseguenza: uno stesso chassis potrà essere adattato senza apportare varianti allo stampato, ad accogliere il decodificatore dei segnali televideo, e di conseguenza alla ricezione delle relative informazioni: basterà semplicemente inserire al posto del TDA3565 (18 terminali), gli integrati TDA 3560/61 A (28 terminali).

Ovviamente, ciò presuppone che lo stampato sia stato precedentemente munito dei fori in più, e che questi siano stati collegati con il rame dei fori previsti per il TDA 3565 (*figura 9*).

Fig. 4 - Circuito stampato del prototipo di laboratorio di figura 2 visto dalla parte dei componenti.

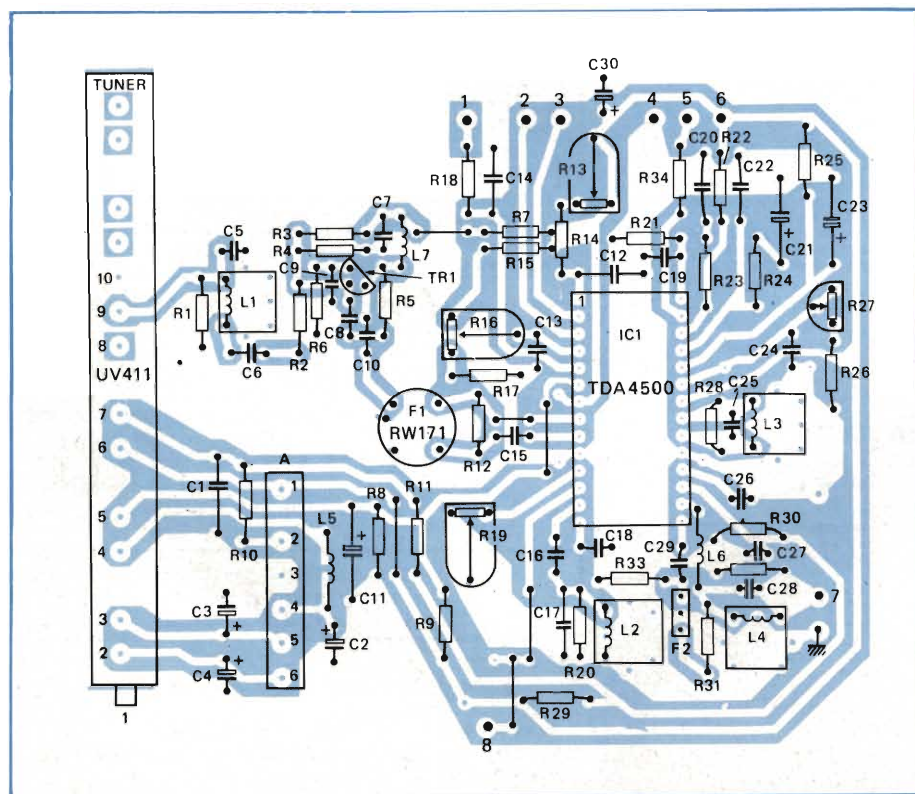
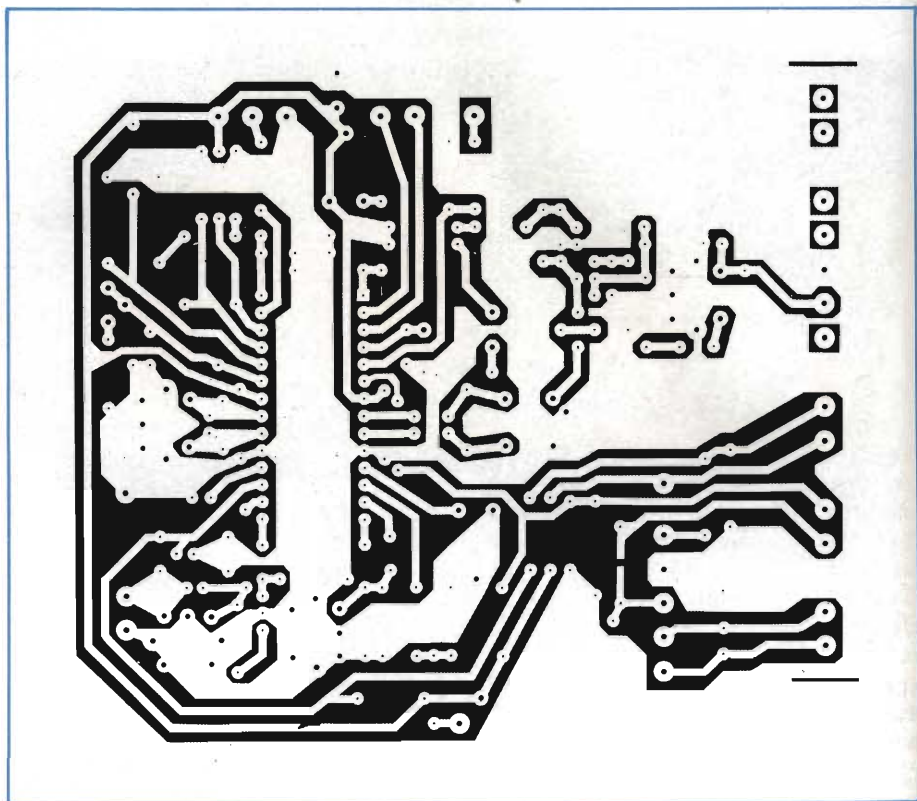



Fig. 5 - Lo stesso di figura 4 ma visto dalla parte del rame.

Soluzione microcomputerizzata con integrati collegati tra loro mediante il bus I²C

Il bus I²C è un bus, ormai diventato standard, che serve a collegare tra loro i vari circuiti integrati e ad interfacciarli con i microcomputer della famiglia MAB84XX* (*figura 10*).

È un bus seriale a due fili (un filo trasporta i dati, l'altro filo, il clock del sistema). Esso richiede dal circuito stampato al quale deve essere collegato due soli terminali, e di conseguenza semplifica notevolmente la struttura del rame del circuito stampato del sistema, nonché i collegamenti tra le varie piastre. La velocità di trasmissione arriva fino a 100 kbit al secondo, ed è quindi più che sufficiente per le attuali e le future prevedibili applicazioni.

L'aver esteso il controllo del microcomputer tramite il bus I²C ai circuiti

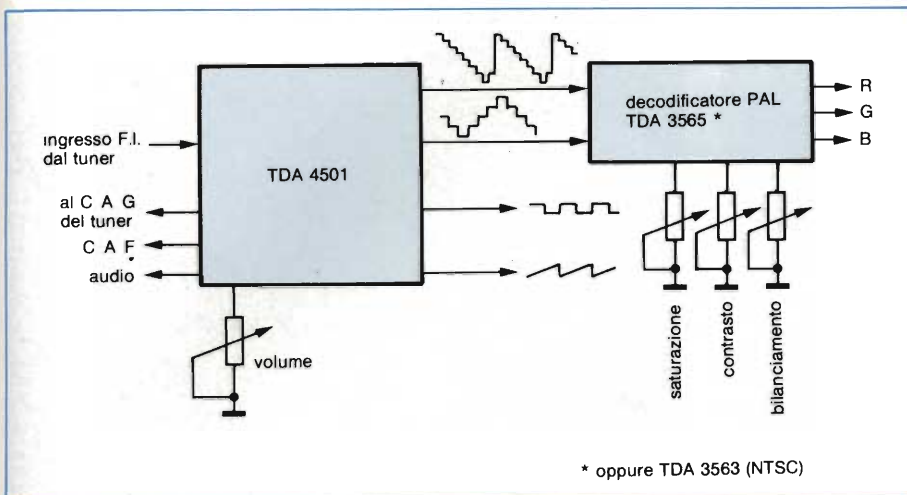



Fig. 6 - Aggiungendo al TDA4501 (versione del TDA4500 contenente in più un'uscita per l'impulso "sandcastle" e un secondo anello di controllo), il circuito integrato decodificatore PAL TDA3565 si realizza tutta la sezione elaboratrice di segnale che in un televisore a colori inizia dall'uscita del tuner e termina agli ingressi degli stadi finali RGB, audio, finali di riga e di quadro.

di elaborazione dei segnali audio e video non solo semplifica il cablaggio complessivo del televisore ma permette di effettuare, previa programmazione (software), dalle 10 alle 15 operazioni di controllo finale del televisore, operazioni che fino ad oggi venivano fatte manualmente e erano quindi costose. Queste operazioni di controllo riguardano principalmente la geometria dell'immagine e il bilanciamento dei colori.

Siccome i circuiti integrati suddetti contengono nel relativo chip tutta la circuiteria richiesta per il loro interfacciamento con il bus del microcomputer, il loro utilizzo ridurrà ulteriormente il numero dei componenti esterni, migliorando in questo modo prestazioni, flessibilità e sicurezza di funzionamento del televisore.

Si è potuto ridurre considerevolmente il numero dei componenti esterni anche per il fatto che questi integrati sono stati realizzati ricorrendo a nuove tecnologie, mentre alcune funzioni di elaborazione del segnale sono state ottenute ricorrendo a nuove tecniche circuitali.

Sotto questo punto di vista ha assunto grande importanza l'eliminazione delle linee di ritardo e dei filtri analogici ricorrendo a dispositivi P^2CCD (P^2CCD = dispositivi a trasferimento di carica), e a giratori (*figura 12*).

La memoria di campo a cui abbiamo accennato più sopra potrà diventare molto utile nel caso di ricezione di informazioni Televideo (teletext), in quanto potrà essere utilizzata come *memoria di base*; quest'ultima consentirà di avere un *immediato* accesso alle informazioni richieste. Questa memoria di base è controllata da un suo circuito integrato anch'esso rifornito di dati e di clock dal bus I^2C.

Questo "modulo memoria" risulta collegato nel televisore tra l'integrato processore video (SAA5230) e i circuiti di acquisizione e di presentazione dei dati televideo (SAA5240), come appunto risulta dallo schema a blocchi di figura 11.

Fig. 7 - Prototipo di laboratorio della sezione del televisore a colori che provvede alla elaborazione dei segnali audio/video a frequenza intermedia (TDA4501) e alla decodifica del segnale di crominanza (TDA 3565).

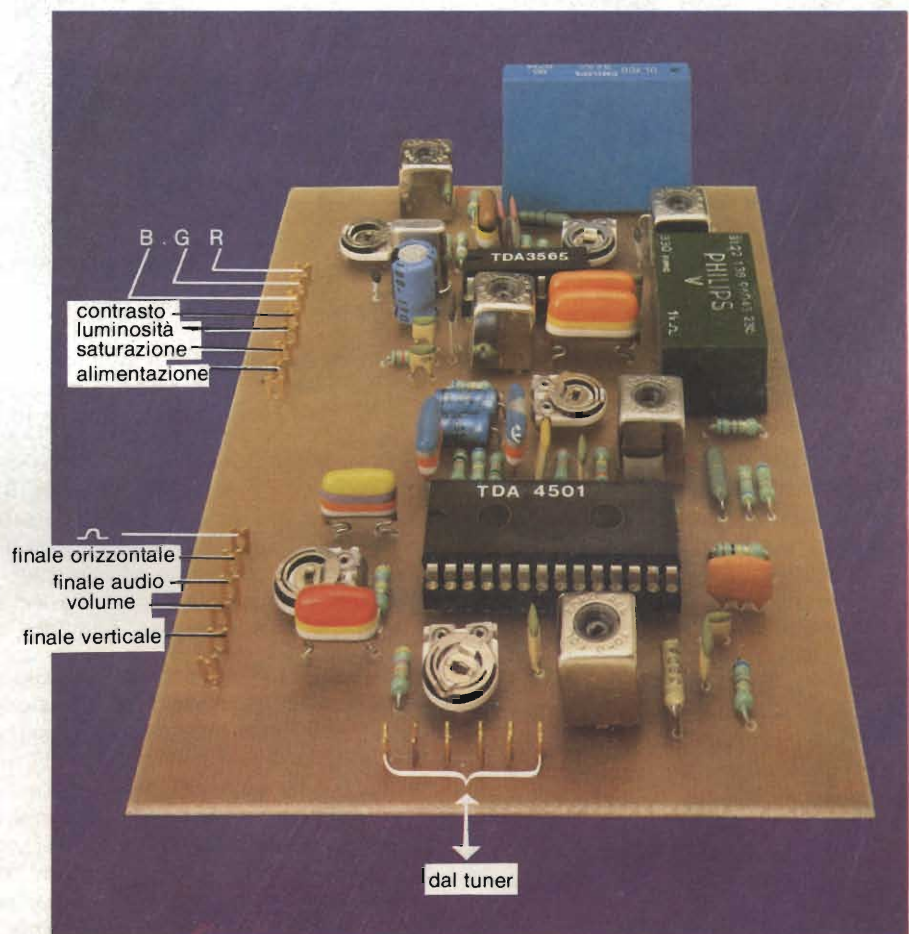
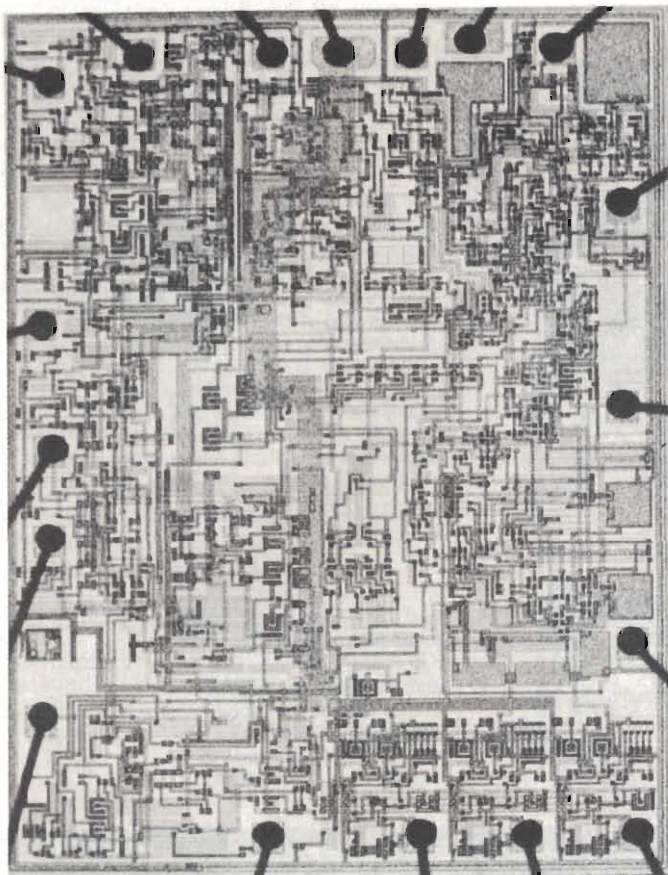



Fig. 8 - Microfotografia del chip del circuito integrato decodificatore PAL TDA3565. Attualmente, è il chip di decodificatore del segnale a colori più piccolo esistente sul mercato.

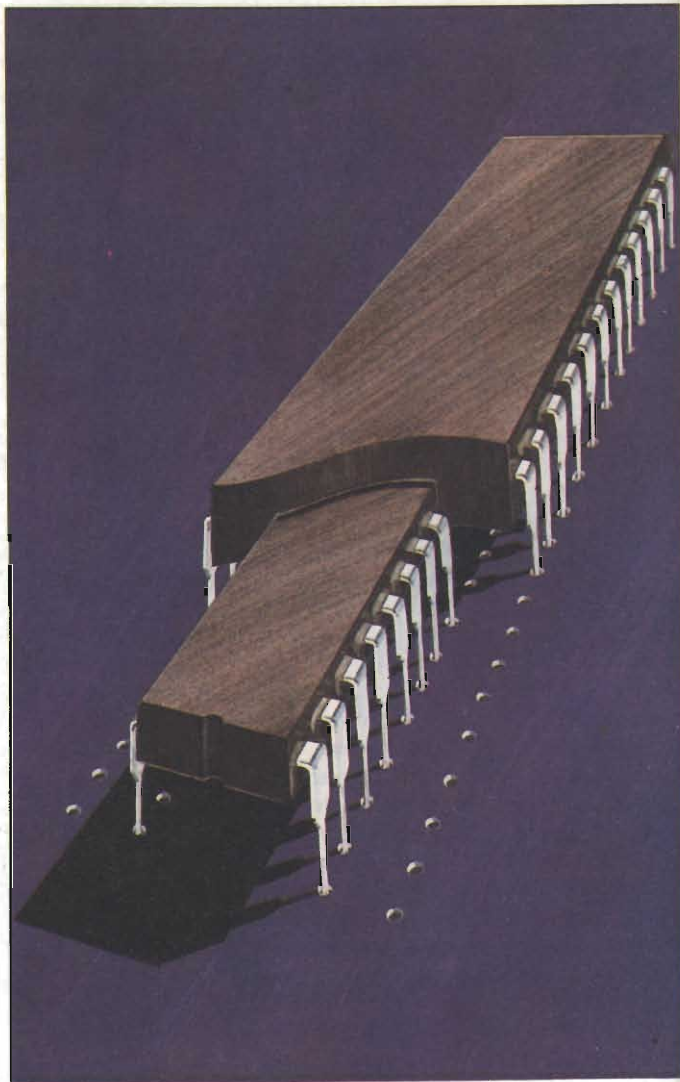



Fig. 9 - In un ricevitore progettato per ricevere le informazioni televideo occorre che il decodificatore del segnale di crominanza possegga ingressi per i segnali RGB. Gli integrati TDA3560/61A hanno questi ingressi. I terminali d'uscita del decodificatore PAL economico TDA3505 (18 terminali) sono disposti alla stessa maniera dei suddetti integrati per cui volendo adattare il televisore alla ricezione dei segnali televideo, basterà prevedere una foratura dello stampato come indicato in figura e procedere alla sostituzione dell'integrato a 18 terminali con quello a 28 terminali.

Prestazioni ottenibili dalla memoria di campo

Il mercato dell'elettronica consumer è in continua espansione.

Nel settore video diventa imperativo ottenere da sorgenti video come nastri, dischi e trasmissioni da satelliti immagini stabili, di qualità elevata, e poterle "manipolare" e mescolare a piacere.

Queste possibilità possono essere ottenute ricorrendo ad una memoria, il cui costo potrà essere compensato dai risparmi conseguiti con il sistema di controllo a microcomputer in precedenza descritto, incentrato, come abbiamo visto, sul bus seriale I²C.

L'introduzione di questa memoria permetterà in particolare di ottenere:

— immagini di qualità decisamente superiore in quanto non saranno più presenti lo sfarfallio (flicker), l'effetto neve e l'effetto cross-color;

— possibilità di realizzare effetti come "immagine dentro ad un'altra immagine "(picture in picture)", congelare e bloccare le immagini, realizzare l'effetto zoom ed eliminare i tempi di attesa per l'accesso alle pagine delle informazioni televideo.

È fuori dubbio che una memoria capace di immagazzinare l'informazione contenuta in un campo di scansione TV (formato da 312½ righe) sarà in grado di dare un'immagine TV di qualità elevata, e questo per il motivo molto semplice che, una volta memorizzata, l'immagine TV potrà essere presentata sullo schermo con una velocità di ripetizione di 100 al secondo. (Attual-

LA GRANDE FAMIGLIA DEGLI ELETTROLITICI RIFA PER CHI - COME NOI - HA IL PALLINO DELLA QUALITÀ

Pur essendo tanti in famiglia e potendo soddisfare tutte le esigenze professionali, gli elettrolitici RIFA hanno tutti un punto in comune: la qualità. La RIFA, infatti, oltre ad essere il maggior fornitore di elettrolitici ad alta affidabilità del gruppo ERICSSON (il «gigante» svedese delle telecomunicazioni), ha anche sviluppato numerosi tipi di elettrolitici per usi industriali, professionali e militari, anch'essi caratterizzati da quell'elevato livello qualitativo che ha fatto della RIFA uno tra i più famosi produttori mondiali di condensatori.

Ed ecco un ritratto di famiglia:

PEG 704 Terminali assiali, elettrolita solido, 2,2-2200 µF, 4-35 V.

PEG 745 Terminali radiali, elettrolita solido, 0,1-68 µF, 6,3-40 V.

PEG 122 - PEG 123 Terminali assiali, lunga durata, 2,2-4700 µF, 6,3-100 V.

PEG 124 Terminali assiali, durata e stabilità eccezionali, temperatura di lavoro fino a 125°C, 2,2-3300 µF, 4-125 V.

PEH 165 a bicchiere, terminali per circuito stampato, alta corrente di ripple, 33-68000 µF, 10-400 V.

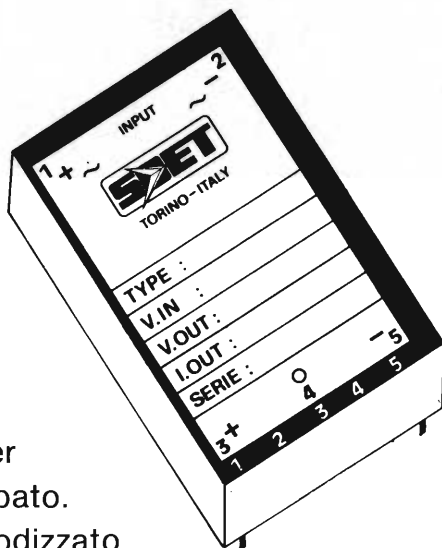
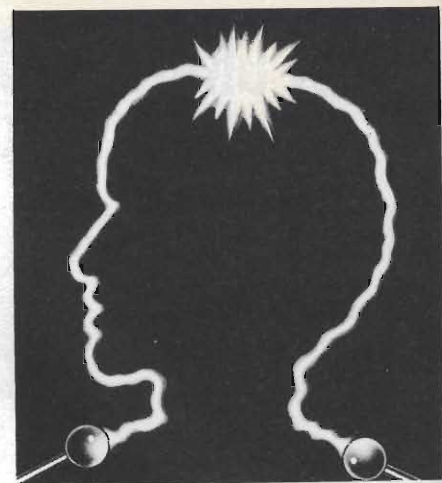
PEH 169 a bicchiere, lunga durata con forti correnti di ripple, 68-330000 µF, 10-400 V.

PEH 179 a bicchiere, ESR molto bassa, lunga durata con correnti di ripple eccezionalmente elevate, 3300-68000 µF, 10-40 V.

RACOEL s.a.s.
20122 Milano - Corso di Porta Romana, 121
Tel. (02) 59.84.26 - 54.52.608
Telex 333613 RACOEL I

Per informazioni indicare **Rif. P 19** sul tagliando

CONVERTITORI DC/DC

Potenze fino a 30 W
Tensioni di alimentazione da 4,5 a 72 Vdc
Uscite: mono/duali/triple

Piedinatura normalizzata, per montaggio su circuito stampato.
Contenitore in Alluminio Anodizzato

Energia controllata. Per sempre

LS

Alimentatori stabilizzati modulari seriali - controlli remoti - protezione totale in corrente ed in tensione - 5 anni di garanzia - dissipatori all'interno del modulo - caratteristiche elettriche paragonabili a modelli da laboratorio - 1 settimana di "burn in". Tali caratteristiche conferiscono ai moduli "LS" doti di assoluta sicurezza e stabilità nel tempo.

AM

Modulari Switching - 20 modelli a singola e tripla uscita - frequenza di conversione 80 KHz - elementi di commutazione di potenza "Hexfet" - protezione totale di sovratensione sotto tensione sovraccarico e sovratemperatura - estrema compattezza 120 W/litro assoluta modularità - questa e altre caratteristiche fanno della serie AM una novità assoluta nel campo della alimentazione.

MDS

Media potenza - caratteristiche di stabilità elevatissime - controllo visivo di tutte e sue funzioni - traking automatico - programmabilità remota fino a 1500 Hz - personalissimo e gradevole design - queste ed altre caratteristiche fanno dei modelli MDS i più compatti alimentatori stabilizzati oggi in commercio.

MRS.T.

Media potenza - caratteristiche di stabilità identiche alla serie MDS - regolazioni accuratissime - caratteristiche professionali - alta affidabilità visualizzazione su due strumenti a bobina mobile per la misura della tensione e della corrente - uscita tripla 2 x 30V - 2 x 1A
1 x 8V - 1 x 5A

HRS

Alta potenza - caratteristiche di stabilità elevatissime - controllo visivo di tutte le sue funzioni - sicurezza termica con segnalazione - doppia sicurezza sui valori di tensione impostati (limiter) programmabilità remota fino a 1500 Hz - caratteristiche professionali - regolazioni assicuratissime - alta affidabilità.

PSP

Realizzato al fine di soddisfare le sempre più frequenti richieste di alimentazioni gestite direttamente dal computer. Il programmatore PSP 488 è versatile e permette di poter essere utilizzato con tutti i nostri alimentatori da laboratorio HRS, MRS, MPS e MDS anche di vecchia costruzione.

Per informazioni indicare Rif. P 20 sul tagliando

SOET s.r.l. - Corso Re Umberto, 75 - 10128 TORINO - Tel. 011/505.444 ric. autom. - Tlx 213290 SOET

Fig. 10 - Schema a blocchi di un televisore a colori nel quale il microcomputer tramite il bus seriale I²C non solo provvede a controllare la sintonizzazione sulle varie emittenti TV ma anche alla corretta ricezione delle informazioni audio, video e televideo.

mente, quando si riceve in diretta, la velocità di presentazione di un'immagine TV è di 50 al secondo).
È evidente allora che con 100 immagini TV al secondo, il problema dello sfarfallio (flicker) non esisterà più. Non solo, ma i disturbi e l'interferenza tra componente di luminanza e componente di crominanza (cross-color) potranno essere notevolmente ridotti in quanto la presenza della memoria renderà possibile fare la media tra l'immagine in memoria e quella successiva neutralizzando in questo modo i suddetti inconvenienti.

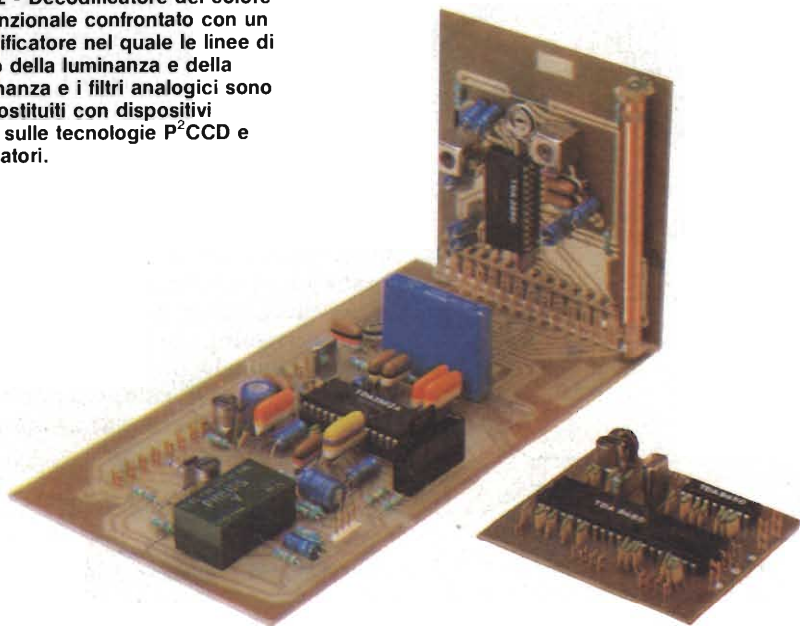
Anche il servizio televideo potrà trarre vantaggi in termini di velocità dalla presenza di questa memoria: una memoria capace di immagazzinare circa 2 milioni di bit d'informazione permetterà infatti di accedere *istantaneamente* fino a 250 pagine televideo.

Questa memoria potrà essere impiegata anche nei sistemi di video giochi dove consentirà di realizzare immagini con una risoluzione molto elevata. Infine, disponendo di una tastiera sarà possibile inserire sottotitoli appropriati su immagini riprese da una telecamera e registrate su VCR.

Tecnologia bipolare o MOS?

A questo punto è logico chiedersi se la tecnologia bipolare con la quale sono stati realizzati i nuovi circuiti integrati

Fig. 11 - La possibilità di memorizzare un'immagine TV completa (memoria di campo) permette di migliorare le immagini ricevute (assenza di sfarfallio) e di ottenere altre interessanti prestazioni.

Fig. 12 - Decodificatore del colore convenzionale confrontato con un decodificatore nel quale le linee di ritardo della luminanza e della crominanza e i filtri analogici sono stati sostituiti con dispositivi basati sulle tecnologie P^2CCD e sui giratori.

descritti sia giunta al massimo delle sue possibilità e se, per raggiungere ulteriori traguardi, occorrerà rivolgersi alla tecnologia MOS.

La risposta è che la tecnologia bipolare non è ancora "alla fine", e ciò grazie al nuovo processo costruttivo noto come "incavo a V" (V groove).

È noto che tutti i transistori presenti in un chip di un integrato bipolare convenzionale vengono separati tra loro mediante giunzioni PN. Questo sistema d'isolamento richiede, per ogni transistore, una certa superficie del chip. Questa superficie deve considerarsi "persa" agli effetti del funzionamento dell'integrato.

Il sistema di isolamento dei componenti attivi (principalmente transitori) attuato mediante la tecnologia dell'"incavo a V" permette invece di ridurre a 1/8 la superficie del chip sprecata in passato per isolare tra loro i transistori.

Nella *figura 13a* è riportata la strut-

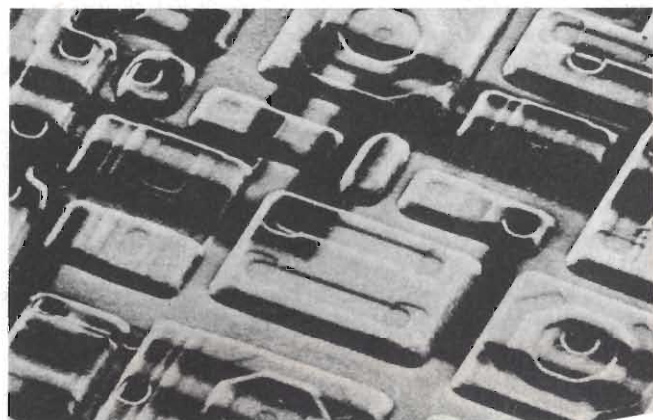
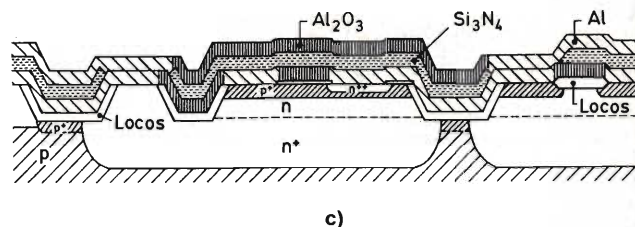
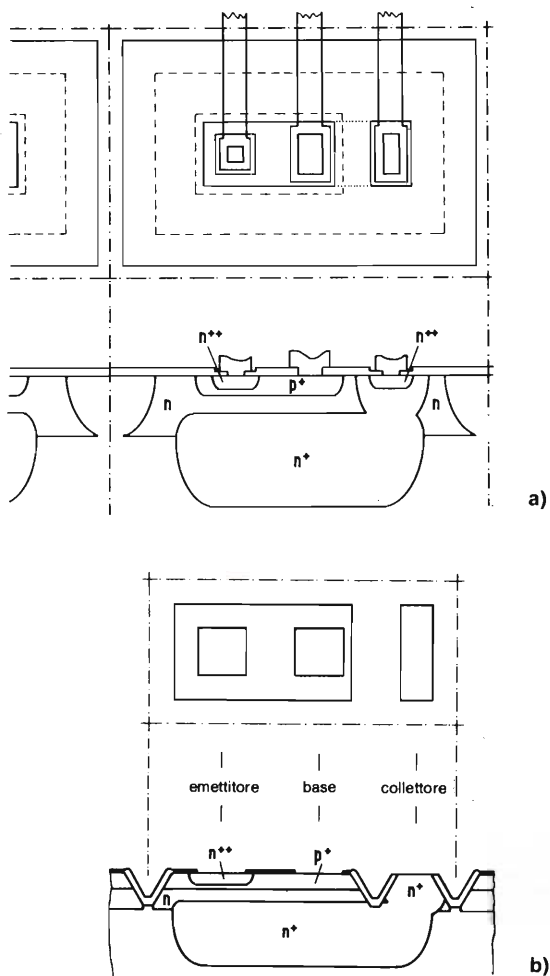



Fig. 13 - a) struttura convenzionale di un transistore bipolare integrato. La separazione tra i vari transistori è realizzata mediante giunzioni pn. La superficie occupata è 5442 μm^2. b) Struttura nella quale la separazione tra un transistore e l'altro è ottenuta ricorrendo a "solchi di ossidazione a V". La superficie occupata da un transistore bipolare nel chip dell'integrato è in questo caso solo 684 μm^2. c) transistore bipolare con separazione a V visto in sezione. d) microfotografia di un chip di un circuito integrato nel quale la separazione tra i vari transistori è realizzata con solchi di ossidazione a forma di V.

tura di un transistore bipolare realizzato con i sistemi convenzionali; la superficie è occupata è 5642 μm². Nella *figura 13b* lo stesso transistore, isolato con il sistema di incavo a V, occupa solo 684 μm² della superficie del chip.

Il risultato pratico dell'introduzione di questo nuovo sistema di isolamento dei vari transistori del chip risulta evidente se si confrontano le fotografie dei chip del decodificatore PAL TDA3561A; nella *figura 14* questo chip è realizzato impiegando le tecnologie di isolamento convenzionali; nella *figura 15* è stato utilizzato il sistema di isolamento a V. Risultato: la dimensione del chip, a parità di funzioni, è stata ridotta alla metà.

La diminuizione delle dimensioni del chip non è solo quindi esclusiva delle tecnologie MOS, con le quali non è poi tanto facile ottenere riduzioni di superficie di tale entità. Analoghe riduzioni di superficie del chip possono essere ottenute nelle sezioni digitali del chip realizzate con le tecniche circuitali I²L (Integrated Iniection Logic). Qui è possibile raggiungere riduzioni di superficie superiori al 50%.

Il sistema di isolamento dei transistori bipolari mediante la tecnologia a V dimostra quindi che la circuiteria che tratta il segnale TV in forma analogica (che è poi la sua forma naturale) e le tecnologie bipolari utilizzate per realizzare questa circuiteria non sono affatto arrivate al massimo delle loro prestazioni. Hanno infatti ancora latenti potenzialità per aumentare la densità dei componenti attivi e passivi integrati nel chip. Bisogna infatti ricordare che la tecnologia a V serve *solo* ad isolare i transistori tra loro; un ulteriore aumento di densità dei componenti, e di conseguenza una riduzione del chip potrà essere ottenuta quando, pur utilizzando la tecnologia bipolare, sarà possibile ridurre sia le *strutture stesse* che formano i componenti attivi e passivi, nonché le relative interconnessioni.

Prospettive: il televisore a colori monochip

L'integrato decodificatore PAL TDA 3561A è stato il primo realizzato con la tecnologia di isolamento a V; questa ha permesso di dimezzare la superficie del suo chip. Adottando questa tecnologia anche negli integrati TDA4501 e TDA3565 sarà possibile realizzarli entrambi su un *unico* chip con dimensioni di appena 10 mm²! Ed allora succederà che tra tuner e stadi finali audio e video, e basi dei tempi di un televisore a colori sarà sufficiente un solo integrato!

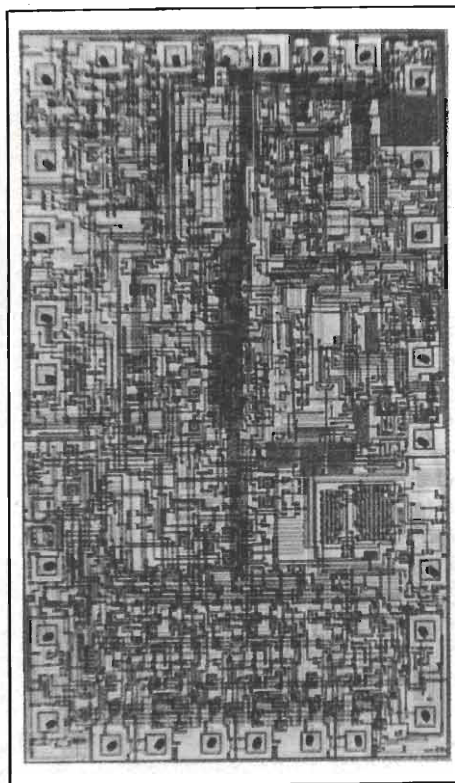



Fig. 14 - Microfotografia del chip decodificatore PAL TDA 3561A realizzato nella tecnologia bipolare standard, la quale effettua la separazione dei vari transistori integrati interponendo tra loro giunzioni pn.

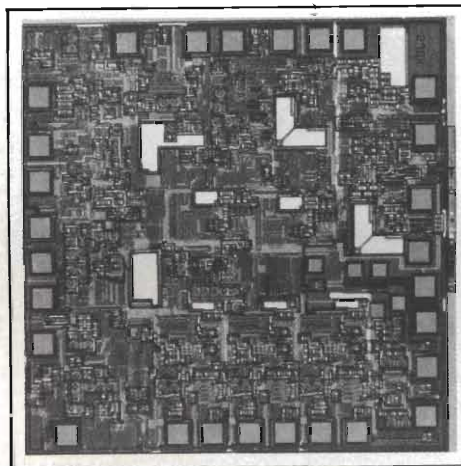



Fig. 15 - Microfotografia dello stesso chip decodificatore PAL di figura 14. In questo caso, la separazione tra i vari transistori è stata attuata ricorrendo alla tecnologia dei solchi di ossidazione a V: la superficie del chip si è dimezzata.

Questo però era già stato previsto dal rapporto Mackintosh apparso nel febbraio del 1983, il quale prevedeva che tra il 1985 e il 1990 sarebbero comparsi sul mercato televisori a colori *analogici* formati al massimo da uno o due circuiti integrati complessi. Televisori a colori realizzati, per ciò che riguarda l'elaborazione del segnale, con due soli integrati possono già essere realizzati fin da ora, come abbiamo visto.

Indubbiamente, l'elaborazione analogica del segnale TV consentirà di incorporare in un unico chip tutte le funzioni-base richieste da un televisore a colori, e questo molto favorevolmente anche dal punto di vista economico. Non è inoltre escluso che le suddette tecnologie possano essere applicate con successo anche all'elaborazione del segnale digitale presente nel televisore quando si ricevono trasmissioni televideo senza dover ricorrere a interfaccie aggiuntive.

Quanto abbiamo detto in precedenza non tiene però conto che, in futuro, con le tecnologie bipolari, si potranno realizzare componenti passivi come filtri e linee di ritardo. Per cui non è irrealistico prevedere che nell'unico chip che, tra il 1985 e il 1990, conterrà *tutte le funzioni di elaborazione del segnale del colore*, saranno incorporati anche i filtri, e nonostante ciò le dimensioni di questo chip non saranno superiori a 20 mm²!

■

Bibliografia

1) Fischer, T.: *La televisione diventa digitale* - **ELEKTRONIK 1981. H 16, S. 27...35.**
2) Fischer, T.: *Elaborazione digitale del segnale nelle telecomunicazioni* - **ELEKTRONIK 1982,H 21,S.117...120.**
3) Brandt, B.: ICCE 1983, *Digest of Technical Papers*, S 148...149
4) *Television Receivers the Next Ten Years.* Mackintosh international Ltd., Feb. 1983
5) G. Klasche - *Il televisore digitale ha iniziato la sua corsa* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 3/1984 pag. 12.

STRUMENTAZIONE

Telemetro a laser

Il telemetro non a contatto, modello PROXIMETER 600 della ZIMMER OHG, misura la distanza assoluta da una superficie a riflettività diffusa, mediante un'apposita sorgente LASER, che rende lo strumento altamente insensibile alla luce ambiente ed ai cambi di riflettività.
L'apparato è totalmente entrocontenuto in un contenitore estremamente robusto e fornisce in uscita un segnale digitale a 12 bits, con un rate di 1000 misure al secondo, oltre a segnali di diagnostica.
Come opzioni sono fornibili vari modelli di visualizzatori e controllori digitali, mediante i quali è anche possibile misurare spessori in quanto prevedono la gestione di due teste di misura.
I campi di misura standard vanno da 0 a 200 mm, con risoluzioni dell'ordine dei micron.

SENAMION S.p.A.
Via V. Bottego, 2/5
16149 Genova
Tel. 010/413772-413053

Rif. 1

HP 110: un potente computer

Un nuovo portatile, potente come un Personal Computer da tavolo e con numerosi programmi applicativi incorporati è stato recentemente presentato dall'HP negli USA.
Alimentato a batterie, il nuovo HP 110 pesa 4 kg e misura solamente 32 x 25 x 7 cm; il peso e le dimensioni ridotte ne fanno uno strumento veramente "personale", da portare in aereo, in treno o ad un meeting.
L'HP 110, delle dimensioni di un block notes, fornisce all'utente la stessa potenza di un Personal Computer e può essere utilizzato sia come tale, sia come terminale portatile intelligente (è collegabile a tutti i computer HP ed anche con quelli di altri costruttori).
Nella versione base è dotato di programmi applicativi gestionali su firmware, quali il Lotus 1-2-3, il Memomaker ed il Personal Applications Manager; altri programmi sono disponibili su un nuovo tipo di microdisco flessibile da 3"1/2 a doppia faccia, doppia densità, della capacità di 710 Kbyte che viene inserito nella nuova unità HP 9114A alimentata a batterie, e di ridottissime dimensioni.
Grazie alle numerose funzioni preprogrammate, l'HP 110 è uno dei più semplici Personal Computer da usare, semplice anche per chi si accosta ad essi per la prima volta.
L'HP 110, che sarà introdotto in Europa in autunno, verrà completamente localizzato nelle principali lingue, in linea con l'attuale filosofia Hewlett-Packard, tesa a dare il massimo supporto in fatto di localizzazione hardware e software.
Il Portatile HP 110, la stampante ThinkJet e l'unità a dischi HP 9114A possono facilmente essere inseriti in una valigetta ventiquattrore; il tutto pesa meno di 9 chilogrammi e costituisce un completo sistema di calcolo portatile.

HEWLETT-PACKARD ITALIANA S.p.A.
Via G. di Vittorio, 9
Cernusco Sul Naviglio (MI)
Tel. 02/923691

Rif. 2

Misuratore digitale di temperatura

La SIMPSON USA (rappresentata in Italia dalla ditta VIANELLO S.p.A. produce un nuovo misuratore di temperatura a lettura digitale, il Mod. 383.
Esso misura da —34 a +650°C oppure da —30 a +1200°F (commutabili), con una precisione dello 0,2%.
Lo strumento ha due ingressi per misure successive da due sorgenti di calore o per misure differenziali. È prevista anche una portata per la misura in mV per l'uso con termocoppie o altri sensori.

Una caratteristica importante è l'uscita analogica (1 mV per grado) che permette di monitorizzare variazioni di temperatura a lungo termine, collegando un registratore grafico.
Il modello 383 viene fornito completo di un sensore di tipo J e di batterie.

VIANELLO S.p.A.
Via T. da Cazzaniga, 9/6
20100 Milano
Tel. 02/65.96.171

Rif. 3

Alimentatori stabilizzati da laboratorio

La TRIO KENWOOD CORP. - Giappone presenta un nuovo alimentatore stabilizzato per alte correnti. Si tratta del Modello PD 18-20 (0 ÷ 18V; 0 ÷ 20A).
Questo modello, che fa parte di una nuova serie di alimentatori Trio Kenwood, grazie ad una nuova tecnica impiegata di phase-control, garantisce una veloce risposta così come un'eccellente regolazione ed alte correnti d'uscita.
La tensione e la corrente sono impostate tramite potenziometri multigiri, che ne garantiscono un alto grado di risoluzione, l'indicazione delle due grandezze in uscita avviene per mezzo di due strumenti di

STRUMENTAZIONE

precisione ad indice. Tensioni e correnti possono anche essere impostate a mezzo controllo remoto con tensione DC o resistenza.
I valori di ripple e noise sono molto bassi (0,5 mV RMS); la stabilità di tensione in uscita con cambiamento di carico da 0 ÷ 100% è di 0,005% +2 mV, mentre quello di corrente, nelle stesse condizioni è di 5 mA.
Il PD 18-20 è protetto da sovraccarichi, sovracorrenti ed inoltre è protetto termicamente contro possibili anomale temperature di funzionamento.
Lo strumento può funzionare a corrente e a tensione costante, e in collegamento serie o parallelo.
È completo inoltre di remote-sensing utilizzabile per eventuale compensazione di corrente e di tensione sui cavi tra uscita e carico.
Lo strumento è raffreddato tramite ventilatore interno. Il Trio Kenwood PD 18-20 è quindi adatto per le sue caratteristiche tecniche e di compattezza a tutti gli impieghi di laboratorio dove forti correnti vengono richieste.

VIANELLO S.p.A.
Via T. da Cazzaniga, 9/6
20100 Milano
Tel. 02/65.96.171

Rif. 4

Programmatore logico di produzione mod. 60H

Un nuovo programmatore logico Data I/O assicura un aumento dell'efficienza nella produzione di componenti logici.
Il mod. 60H riunisce semplici protocolli operativi guidati da menu ad una programmazione e testing in meno di 2 secondi per migliorare al massimo la produzione di elementi logici finiti.
Il 60H programma oltre 125 componenti - più del 99% dei componenti disponibili. Contiene un'interfaccia di software e hardware per un "handler" automatico di componenti.
L'handler (non compreso nel 60H) inserisce automaticamente i componenti in un socket ed il 60H programma e controlla i componenti. Questa è la prima stazione di programmazione ad alto volume e facile da usare, per logiche programmabili.

Il 60H comprende un "operator interface" di facile uso. Menu completi sollevano l'operatore dalla necessità di esaminare delle tabelle: tutte le operazioni appaiono sul display del programmatore. Inoltre non sono richiesti alcuni codici di componenti. I componenti appaiono per nome in "menu form" e l'operatore deve solo specificare il componente direttamente dal menu. In operazioni di programmazione ripetute con gli stessi dati, l'utente inizia ogni operazione premendo un solo tasto.
La velocità di programmazione e testing del 60H è notevole in quanto il testing include il completo Logic Fingerprint test della Data I/O. Diversamente dalle PROM, che richiedono solo una "simple array verification" dei bits programmati, i componenti logici programmabili richiedono sia array verification, sia testing funzionale. Il Logic Fingerprint è un test funzionale che usa uno o più cicli di 128.000 vettori di test "pseudorandom" per simulare l'operazione della parte. Il Logic Fingerprint test verifica che i componenti programmati con un particolare modello di fusibile operino proprio come un componente "master", con lo stesso modello che è stato provato durante l'operazione.

Ciò migliora enormemente il livello AQL e diminuisce i problemi di rielaborazione.
Il 60H include anche la possibilità di controllo remoto.
In questo modo tutte le operazioni possono venire controllate interamente da un terminale, con il vantaggio di vedere sullo schermo i menu dell'unità. Così il 60H lavora come programmatore a sè stante o tramite controllo remoto, permettendo all'utente di scegliere tra i due sistemi operativi, passando facilmente dall'uno all'altro.
Tutte le possibilità di aggiornamento sono installabili dall'utente.
Le EPROM si trovano direttamente sotto un'apertura sul pannello frontale e lo sportello di questa apertura può essere facilmente aperto dall'utente per una rapida sostituzione delle EPROM.
Il mod. 60H presenta anche le seguenti caratteristiche:

- Memorizzazione di tutti i parametri di programmazione, anche a strumento spento: tutti i valori per questi parametri sono quindi mantenuti finché l'utente li modifica.
- Compatibilità col linguaggio di proget-

STRUMENTAZIONE

to logico ABEL e con il Programmable Logic Design System. Ciò assicura che coloro che possiedono ABEL o PLDS potranno trasferire "programming files" e "testing information" senza dover apportare modifiche.

— Compatibilità con lo standard JEDEC per logica programmabile.
  Il 60H può perciò comunicare con qualsiasi altro progetto logico o sistema di programmazione standard JEDEC.
— Custodia in plastica molto resistente: sono contenuti tutti gli accessori.
— Guida per l'operatore che elimina la necessità di ricorrere sempre al manuale per le operazioni di tutti i giorni.

È disponibile un'altra versione, chiamata 60A, che non ha "handler interface". DATA I/O è rappresentata in Italia dalla Sistrel.

SISTREL S.p.A.
Via P. da Volpedo, 59
20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel. 02/6181893.

Rif. 5

Generatore di funzioni sintetizzato a basso costo

Dalla Wavetek di San Diego è ora disponibile un generatore di funzioni sintetizzato (senza interfaccia), programmabile e portatile.
Il modello 23 include un encoder rotante che permette l'apparizione su un display a cristalli liquidi di aumenti o diminuzioni di valori.
Con un funzionamento da 100μHz a 32 MHz, l'unità ha una precisione di frequenza di più o meno dello 0,005%. Il mod. 23 contiene i modi AM, FM, "trigger" e "gate" ed è programmabile con RS232 o GPIB.
A frequenza di dc a 12 MHz, possono essere generate forme d'onda sinusoidali, triangolari o quadre. Ad 1 KHz possono essere generati rampi e haverwaves. Inoltre vi è un modo clock basato su sintetizzatore che fornisce drives TTL o ECL per frequenze fino a 32 MHz. L'unità con un display alfanumerico da due linee x 16 caratteri, può venir interfacciato con un RS232 o General Purpose Interface Bus (GPIB).
Il microprocessore con GPIB, unità di conversione in frequenza e ampiezza, calibrazione interna e la capacità di accensione nella medesima configurazione in cui lo strumento era stato spento.
Parlando delle applicazioni, Jerry Estes, Product Manager della Portables Business Unit della Wavetek, ha affermato che: "Con il locking di fase di un generatore di funzioni ad un segnale, sintetizzato da un oscillatore a cristalli, così come nel mod. 23, gli attributi di un oscillatore a cristalli sono disponibili per utenti di generatori di funzioni.
Il mod. 23 può ora essere usato in testing a banda stretta di sistemi di comunicazioni digitali e analogici. Inoltre il basso rumore di fase del mod. 23 permette di non degradare le caratteristiche del canale di segnale su rumore quando viene usato come "test signal" o oscillatore locale.
Un'altra applicazione del mod. 23 è in "dopplar sonar" o diagnostiche mediche. In medicina i sistemi Dopplar vengono impiegati per rilevare il flusso del sangue o movimenti nelle valvole cardiache.
In queste applicazioni il rumore di fase nell'oscillatore locale ricevitore può fissare il livello di segnale minimo che deve essere restituito dal "target" per essere individuabile. Il basso rumore di fase del mod. 23 lo rende ideale per testing in "dopplar sonar".
Il mod. 23 è disponibile dalla fine di Novembre. Può essere aggiunta un'interfaccia GPIB o RS232.
Gli utenti di PC avranno la disponibilità di un'interfaccia RS232, risparmiando così costi supplementari di una board di interfaccia.
Wavetek è una delle più grosse produttrici di strumentazione per test.
I settori di maggior produzione sono: generatori di segnale RF e a microonde, generatori di sweep, analizzatori di rete scalare a microonde, generatori di impulsi e funzioni programmabili e da banco, system signal switchers, controllori di strumenti, apparecchiature per test per TV via cavo, sistemi di test di radio mobili e analizzatori FFT.

SISTREL S.p.A.
Via P. da Volpedo, 59
20092 Cinisello B. (MI)
Tel. 02/6181893

Rif. 6

Calcolo preciso dei costi di riscaldamento con gli ultrasuoni

La Siemens ha realizzato di recente un contatore termico, per misurare con precisione la qualità di calore consumata in edifici con riscaldamento centralizzato o

MIDORI

Se utilizzi già un potenziometro fai un confronto con la superiore qualità della Midori – Se hai invece un nuovo progetto parti subito con il prodotto giusto – La qualità Midori è subito disponibile a prezzi competitivi

BLUE POT (CONTACTLESS POTENTIOMETERS)

MAIN FEATURES

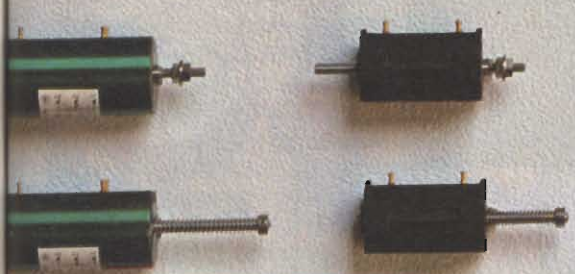
- NO NOISE (INDEPENDENT OF SPEED)
- EXTREMELY LONG LIFE
- MONOTONIC INFINITE RESOLUTION
- VERY LOW TORQUE
- HIGH FREQUENCY RESPONSE
- VERY COMPACT AND LIGHT-WEIGHT
- HIGH SENSIBILITY AND REPEATABILITY

ANGLE SENSOR

INCLINATION SENSOR

CIRCUIT PACK

LINEAR POSITION SENSOR

GREEN POT (CONDUCTIVE PLASTIC POTENTIOMETERS)

MAIN FEATURES

- INFINITE RESOLUTION
- LONG USEFUL LIFE
- HIGH ACCURACY
- VERY LOW NOISE
- UNIFORM TORQUE AND FRICTION
- HIGH SPEED RESPONSE
- HIGHLY RELIABLE PERFORMANCE

SINGLE TURN TYPE

LINEAR MOTION TYPE

GEAR HEAD TYPE

otenziometri rotativi, lineari ed inclinometri
lemento in plastica conduttiva numero di operazioni più di 50.000.000
lemento magneto-resistivo senza spazzole, numero di operazioni
raticamente infinito

20156 MILANO - Via Varesina, 174/176
Tel. (02) 30 11 600 (4 linee ric. aut.)
TELEX 315628 C.P.E. I

cpe
ITALIA SRL

Per informazioni indicare **Rif. 21** sul tagliando

a distanza. Il cuore di questo contatore è costituito da due trasduttori piezoelettrici ad ultrasuoni (Siemens), in grado di trasmettere e ricevere le onde ultrasoniche entro un angolo di 45°.
Per calcolare con precisione il consumo di calore sono necessari due valori di misura e cioè la differenza tra la temperatura di andata e quella di ritorno e la velocità del flusso. Il computer calcola la portata partendo dai valori di velocità e tenendo conto dei valori di densità ed entalpia; il valore della portata e quello della differenza di temperatura vengono moltiplicati fra loro ed il prodotto integrato col tempo, ottenendo così la quantità di calore consumata espressa in kwh.
La differenza di temperatura dell'acqua calda in circolazione può essere misurata con precisione e facilmente mediante un termometro a resistenza di platino.
Per rilevare la velocità del flusso, il contatore dispone di un circuito di misura costituito da due trasduttori ad ultrasuoni e tre riflettori, disposti in modo che il fascio ultrasonico trasmesso con una inclinazione di 45°, venga riflesso per tre volte ed infine captato da un apposito ricevitore. Un impulso ultrasonoro viene trasmesso dapprima in direzione del flusso e poi in senso inverso. I tempi di propagazione nel senso del flusso e in senso inverso vengono calcolati in funzione della frequenza pilota mantenendo costante la lunghezza d'onda; quindi nel senso del flusso si ha un'accelerazione della velocità di trasmissione del segnale, mentre in senso contrario si ha un ritardo.
Ovviamente quando l'acqua è in stato di quiete, i tempi di propagazione si equivalgono. La velocità del flusso viene calcolata dalla differenza tra i tempi di propagazione, la portata invece in funzione del diametro del tubo.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
20100 Milano
Tel. 02/6248

Rif. 7

La Tektronix supporta i sistemi di sviluppo basati su PC IBM

La Divisione Prodotti di Sviluppo per Microprocessori della Tektronix ha annunciato il supporto software che integra i PC IBM con i sistemi di sviluppo Tek Serie 8500. L'ICOM 40/PC è un pacchetto di sviluppo Tek Serie 8500. L'ICOM 40/PC è un pacchetto di comunicazione integrato che collega l'unità di integrazione Tek 8540 ad un PC IBM tramite una porta RS-232, permettendo al PC di scaricare il codice oggetto e controllare l'emulazione attraverso il Tek 8540. Il supporto comprende anche mezzi di sviluppo del linguaggio della Microtec Research (Santa Clara, California) che girano su PC.
Con questi prodotti la Tektronix offre ora mezzi di integrazione di qualità elevata per PC IBM.
Il package di sviluppo per PC è una risposta a quelle necessità di mezzi di sviluppo sofisticati che possono venire utilizzati con il diffuso PC IBM. Il PC abbinato all'unità di integrazione Tek 8540 fornisce la completa emulazione, il debugging simbolico ed il tracciamento in tempo reale per i microprocessori supportati dalla Serie Tek 8500.
L'ICOM 40/PC è completamente integrato nell'ambiente PC DOS in modo che tutti i comandi dell'8540 appaiono come parte del sistema operativo. Un progettista può usare tutte le caratteristiche del DOS, come I/O ridirette, accesso gerarchico dei file e piping, mentre effettua il debugging sull'8540.
Per completare l'ambiente di sviluppo 8500/PC, la Tektronix distribuisce la linea di prodotti Paragon che comprende cross-assemblers, linkers e librerie di moduli oggetto per i maggiori microprocessori a 8 e 16 bit compresi Z80, 8085, 6809, NSC 800, 68000/08/10, 8086/88 e 80186/188. Tutti gli assembler girano

STRUMENTAZIONE

su PC IBM e scaricano il codice eseguibile ad un emulatore nell'unità di integrazione Tek 8540, tramite una porta RS-232 via ICOM 40/PC, dove può venire messo a punto con il potente debugger simbolico dell'8540 stesso.

TEKTRONIX S.p.A.
Via Lampedusa, 13
20141 Milano
Tel. 02/8466946-8466446

Rif. 8

Frequenzimetro portatile sino a 2.2 GHz

La Sabtronics Instruments AG di Meggen, Svizzera, i cui prodotti vengono distribuiti in Italia dalla Elcom di Gorizia, ha annunciato l'introduzione del Modello 22, un frequenzimetro portatile con alimentazione a pile ed a rete con un campo di misura da 10 Hz a 2.2 GHz. Lo strumento ha un display con LED da 12 mm a 7 segmenti, 3 portate con punto decimale automatico e 3 cadenze di campionatura. La sensibilità è di 100 mV RMS e c'è pure la possibilità di fissare la lettura sul display. Lo strumento ha pure incluso un circuito per la ricarica di batterie al Nichel Cadmio. Le opzioni prevedono TCXO, una sonda passa basso, antenna per RF.

ELCOM
C.so Italia, 149
34170 Gorizia
Tel. 0481/30909

Rif. 9

Il Compact Disc grande quanto il palmo della mano

La tecnologia digitale nelle apparecchiature audio ha stabilito un altro primato: un nuovo Compact Disc Player grande quanto un libro e pesante poco più di mezzo chilo è stato introdotto dalla Sony, grazie al più avanzato processo di miniaturizzazione mai raggiunto in questo settore.
Il risultato è il D-50 un lettore laser che può stare comodamente nel palmo della mano in quanto il suo volume è circa un ventesimo di quello dei CD player convenzionali, pur mantenendo tutte le caratteristiche di qualità e versatilità dei modelli da tavolo.
Il D-50 è infatti dotato di un particolare dispositivo per la ricerca automatica dei brani musicali, di un display a cristalli liquidi che ha la funzione di visualizzare la traccia in corso di lettura, il tempo di riproduzione trascorso e quello rimanente, e lo stato delle batterie. Una gamma dinamica di oltre 90 dB, una distorsione armonica inferiore allo 0,008% (a 1 KHz), un Wow & Flutter non misurabile strumentalmente ed un'ampia gamma di possibilità di alimentazione completano le caratteristiche di questo Compact Disc Compact Player, che è destinato ad aprire nuovi orizzonti alla riproduzione digitale.
Oltre che con l'energia elettrica di rete, il D-50 può essere alimentato con normali pile (sei batterie da 9 V garantiscono un ascolto continuato di 5 ore), con batterie ricaricabili al nickel cadmio (entrambe trovano posto in un contenitore esterno studiato anche per garantire un suo agevole trasporto a tracolla), o essere connesso, tramite apposito adattatore, all'accumulatore dell'automobile.
In questo modo il Compact Disc Compact Player può essere collegato a un comune

STRUMENTAZIONE

amplificatore o equalizzatore per completare un impianto Hi-Fi, oppure essere utilizzato anche al di fuori delle mura domestiche, grazie alle sue ridottissime dimensioni e alle diversificate soluzioni di alimentazione.
"Questo nuovo prodotto - ha affermato Junzo Sano, direttore Marketing Consumer Products della Sony Italia - è l'ulteriore dimostrazione del costante impegno tecnologico ed innovativo di Sony nel settore dell'Alta Fedeltà e della tecnologia digitale in particolare".
"Sony infatti - ha continuato Sano - è stata la prima società nel mondo ad introdurre, presso un pubblico di massa, apparecchi che hanno profondamente modificato il modo di sentire musica: si pensi ad esempio all'introduzione del Walkmann nel 1979 e del primo CD Player nel 1982".
"Oggi, con la commercializzazione di questo nuovo e rivoluzionario prodotto che è la dimostrazione dell'alta tecnologia Sony, il consumatore italiano avrà a disposizione un Compact Disc Player estremamente compatto, versatile ed adatto quindi a soddisfare le più diverse esigenze di utilizzo".

SONY ITALIA
Via F.lli Gracchi, 30
20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel. 02/6121551

Rif. 10

Sistema per l'analisi digitale DAS 9100 nel test e la verifica di VLSI

La Tektronix annuncia un nuovo package che permette al suo sistema di analisi digitale DAS 9100 di entrare nel settore della verifica di VLSI. Esso permette di collegare il Tektronix DAS 9100 ad un host computer VAX * della Digital Equipment Corporation per implementare la capacità di effettuare prove di chip ad un costo molto interiore a quello dei tester di produzione.
Questa possibilità di test del DAS 9100 è la diretta risposta al crescente numero di progetti che comprendono l'implementazione di chip full-custom e semi-custom tramite tecniche di CAE o CAD che utilizzano mezzi di software basati su VAX.
Una volta realizzato il progetto, la combinazione DAS 9100/VAX costituisce un completo sistema di test e verifica che si interfaccia un completo sistema di test e verifica che si interfaccia facilmente con altri mezzi di ingegnerizzazione basati su VAX, come i simulatori logici.
Con l'impiego del software di test per VLSI del DAS 9100, i progettisti dispongono di una logica estensione ai mezzi di progettazione automatica già disponibili

L'analizzatore di spettro 8500 A, presentato al BIAS 84, rappresenta il meglio della tecnologia italiana allo stato attuale della tecnica europea, realizzando il miglior rapporto prezzo-/prestazioni al momento sul mercato.
Il progetto è stato interamente sviluppato presso il Laboratorio Metrologico della PMM "CENTRO MISURE RADIOELETTRICHE", che annovera tra i suoi Clienti le maggiori industrie italiane e multinazionali, sia per consulenze che per progettazione di apparecchiature radioelettriche ad alto contenuto tecnologico.
L'analizzatore di spettro 8500 A è interamente controllato a microprocessore ed usa la tecnica di oscillatore locale sintetizzato, così da rendere molto spinte le misure sia come precisione di frequenza e di ampiezza, sia come facilità operativa.
Il software è stato curato dalla TOP DATA di Genova, azienda ligure che opera nel campo delle reti di acquisizione dati ed impianti.
L'8500 A "Digital", si aggiunge ai molteplici strumenti radioelettrici dedicati, come Test Set con Spectrum analyzer per manutenzione nel campo di radiotelefoni e trasmettitori broadcast, frequenzimetri standards,
misuratori di potenza del canale adiacente a Set di misura per radiodisturbi, che la PMM offre sul mercato italiano ed estero, forte della sua decennale esperienza metrologica nel settore radioelettrico.
Alcuni dati:
* banda da 10 kHz a 1200 MHz (1,8/2,5/10/12 GHz extender)
* oscillatore locale interamente sintetizzato (50 Hz step)
* tecnica innovativa di rappresentazione spettrale con 400 canali sintetizzati misurati in tempo reale (200 ms)
* + 30 dBm a 120 dBm (± 2 dB del range 0/80 dB)
* log 10 — 5 — 3 — 1 dB/div. —ris. 0,5 dB/0,05 dB
* dinamica 85 dB (90 dB tipico) range totale 150 dB
* intermodulazione — 80 dBc con due segnali a — 40 dBm all'input del mixer
* spurie minori 90 dBc
* span da 0 a 50 MHz/div. (2 kHz risoluzione)
* calibratore campione 100 MHz — 30 dBm ± 0,3 dB
* tracking generator incorporato
* n° 10 memorie di impostazione dei comandi
* n° 2 banchi di memoria video, alternati o simultanei
* uscita rivelata AM/FM
* sintonia automatica
* picco automatico
* marker e delta-marker con indicazione di frequenza ed ampiezza relativa
* alimentazione 220 V c.a. e 13,5 V c.c. per il field measuring.

Tutti i dati di impostazione sono chiaramente indicati, insieme alla rappresentazione spettrale, sullo schermo (145 x 105 mm) ed inviati simultaneamente alla stampante Olivetti PR 15 o simili per la Hard Copy.

Monitor ausiliario interfaccia IEEE 488 GP-IB stampante seriale. Monitor TV audio e video colore, completa l'apparato. In qualsiasi momento dell'operatività dell'analizzatore 8500 A, può essere effettuata un'autocalibrazione, per accertarsi della precisione della misura, premendo il pulsante calibratore.
L'autocalibrazione azzera tutto l'apparecchio sugli standards interni di ampiezza e di frequenza.
Questi standards possono essere calibrati periodicamente dal CMR che è il Centro 08/E/2 del SIT, rete metrologica italiana del Galileo Ferraris di Torino; lo strumento quindi può essere direttamente riferito al campione nazionale.
Ulteriori informazioni PMM/CMR:
dott. Nicolosi - Campochiesa (SV)
Tel. 0182/20347 - TLX 222581 CMRPMM

COMPONENTI

per i sistemi basati su computer VAX. Dopo aver utilizzato gli strumenti per inserire lo schema, la simulazione ed il layout fisico necessari a progettare il chip, il progettista può ora usare lo stesso sistema per verificare il funzionamento del chip quando ritorna dal processo di produzione. Inoltre, gli utilizzatori possono fare affidamento su tecniche familiari di analisi logica piuttosto che sulle conoscenze altamente specializzate necessarie ad operare su grandi sistemi dedicati.

Le attuali funzioni di test hardware sono realizzate da schede modulari inserite nell'unità DAS che viene a sua volta interfacciata ad un computer VAX che gira con sistema operativo UNIX. Queste schede comprendono un generatore di pattern che fornisce gli stimoli di ingresso ad una unità di acquisizione dati che preleva le risposte in uscita. Queste risposte sono quindi caricate sul VAX per il confronto con i dati di riferimento.

Il sistema di test DAS 9100/VAX permette operazioni di test estremamente efficienti tramite la stretta interazione con gli altri mezzi basati su VAX. Ad esempio, i vettori del pattern di test usati da un programma di simulazione logica, come il Berkeley RNL o il Sandia SALOGS, possono venire scaricati sul DAS 9100 ed usati come programma di stimolazione durante il test. Inoltre, il package di software Tektronix contiene un programma che riformatta il pattern di test del simulatore per sfruttare le possibilità di generazione di pattern algoritmici del DAS 9100. Come risultato, pattern di test con lunghe sequenze possono venire automaticamente compressi per entrare facilmente nella memoria del pattern generator. Un altro programma chiave del package permette di caricare i dati di risposta acquisiti dal DAS sul VAX e di compararli automaticamente con i dati di uscita di un programma di simulazione, con quelli acquisiti da un dispositivo dal funzionamento noto oppure con quelli forniti dall'utilizzatore. I risultati del confronto possono quindi essere formattati in modo che qualsiasi differenza possa venire evidenziata graficamente.

Tutte le operazioni di test del DAS 9100 possono venire effettuate con un elevato grado di interattività. L'utilizzatore ha il controllo completo sugli stimoli e sui setup di acquisizione, sul controllo tri-state e sul mapping del pattern-to-pin.

Il package di software Tektronix per la verifica di VLSI si può utilizzare con i VAX 782, 780, 750, 730 e 725 che girano con UNIX 4.1 bsd (Berkeley). Poiché viene fornito il codice, il package può venire adattato ad altre versioni dell'UNIX.

TEKTRONIX S.p.A.
Via Lampedusa, 13
20141 Milano
Tel. 02/8466946-8466446 Rif. 11

I registratori Miniservo aiutano a ridurre i costi dell'elettricità

Scoprite le inefficienze, sfruttate al massimo l'uso dell'energia elettrica con un risparmio del 20%-30% od oltre solamente sulle bollette dell'elettricità! I Registratori Miniservo con rilevamento della domanda di potenza forniscono i dati di andamento *continui* necessari per verificazioni comprensive e continuate della fornitura d'energia.

Il modello a fattore di potenza Watt/VAR-/Domanda/Wattora/VA (illustrato) registra continuamente tre qualsiasi dei parametri indicati e fornisce una visualizzazione LCS in tempo reale del Fattore di Potenza o VA, più i wattora o i VA per ora leggibili su un contatore. Disponibile con finestra scorrevole od integratore a tempo fisso, scelta tra trasformatori di corrente a morsetti per misure da 1 a 3000 A c.a. e capacità di alimentazione diretta a 5A. Questo registratore da banco robusto e portatile utilizza carta di 10 cm in larghezza, è fornito con azionamento della carta a velocità multiple ed è completo con conduttori codificati a colori per un collegamento facile.

La gamma completa dei Registratori Miniservo con rilevamento della domanda di potenza include anche un amperometro-voltametro ad uno e tre canali e registratori a partizione di tempo Watt/VAR, con un'ampia varietà di opzioni. I modelli standard offrono una pronta distribuzione.

Altri registratori Esterline Angus a nastri sono disponibili per una grande varietà di applicazioni industriali e di laboratorio, con capacità da uno a sei canali, in modelli montati su banco, scaffale od incassati.

Rivenditori in tutto il mondo.

AMPERE s.r.l.
Via Scarlatti, 26
20124 Milano
Tel. 02/200265/6/7 Rif. 12

Electronic Components and Materials

PHILIPS

NUOVO CONCETTO PHILIPS PER TRASMISSIONI IN: FM: 82 ÷ 110 MHz VHF: 170 ÷ 250 MHz CON CAVITÀ A LARGA BANDA

- nessuna regolazione in ingresso
- facile regolazione in uscita
- raffreddamento ad aria forzata
- FM banda II — 5,5 kW; 10 kW; 20 kW: cavita 40788, tubo YL 1631
- VHF banda III — 10 kW video: cavità 40787, tubo YL 1610
30 kW video: cavità 40786, tubo YL 1630
10 kW video e audio: cavità 40786A, tubo YL 1631

PHILIPS S.p.A. SEZIONE ELCOMA - Piazza IV Novembre 3 - Telefono 02/6752-2504 - 20124 MILANO

Per informazioni indicare Rif. P 23 sul taglia

COMPONENTI

Condensatore elettrolitico al tantalio con fusibile incorporato

Invertire la polarità di un condensatore elettrolitico può provocare un focolaio d'incendio. Le conseguenze possono essere ancor più dannose se si tratta di condensatori elettrolitici al tantalio, data la loro densità di carica particolarmente elevata. Interi impianti telefonici sono stati messi fuori uso per una inversione accidentale di polarità. Il nuovo condensatore elettrolitico al tantalio (B 45185), della Siemens, ha incorporato un fusibile che, fondendo in caso di inversione di polarità, lo esclude automaticamente dalla rete.
I settori dell'informatica e delle telecomunicazioni richiedono sempre più l'impiego di condensatori elettrolitici al tantalio. Il B 45185 presenta una elevata capacità ed è adatto per circuiti integrati e come condensatore di livellamento per alimentatori switching. Questo nuovo condensatore è realizzato in quattro tipi con custodia compatta di plastica (classe di applicazione FKE), terminali laterali e capacità da 0,1 a 330 μF e tensione da 6,3 a 50 V; viene fornito anche in esecuzione nastrata per il cablaggio automatico, in previsione di una notevole domanda.
Il fusibile è costituito da un filo collegato tra catodo e terminale; l'inversione di polarità ne determina il rapido riscaldamento fino al punto di fusione, provocando così la disinserzione automatica del condensatore.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
20100 Milano
Tel. 02/6248

Rif. 13

Servizio sviluppo circuiti stampati

L'Eledra Systems offre ai Clienti che utilizzano i sistemi SCALD un servizio di sviluppo di circuiti stampati.
Il cliente fornisce all'E.S. un nastro magnetico da 1/2" contenente tutta la documentazione necessaria per la produzione del master del circuito stampato (net list, part list, etc.). La documentazione deve essere registrata in formato compatibile con sistemi CAD dei seguenti tipi:
— Computervision CADDS IV.
— Scicards. (a partire dal secondo semestre '85)
Entrambi i formati sono generati automaticamente dal modulo PACKAGER, disponibile sui sistemi SCALD. Il servizio include la progettazione esecutiva del circuito stampato fornendo: i masters per la produzione e le relative attrezzature fotografiche; maschere per Solder-resist, disegni serigrafici e piani di foratura con disegni e nastro perforato; disegni di montaggio di circuiti stampati; distinte componenti.
A richiesta, include anche la costruzione del circuito stampato, completo di metallizzazione, solder-resist, ecc. e il montaggio dei componenti.

ELEDRA Systems S.p.a.
Via F. Ferruccio, 2
20145 Milano
Tel. 02/34.92.010-34.50.158

Rif. 14

Servizio sviluppo gate arrays

Presso l'Eledra Systems è disponibile un centro servizi per la progettazione e lo sviluppo di circuiti elettronici a gate array. Il centro si avvale di workstation SCALD della Valid, per la progettazione assistita da calcolatore di dispositivi custom e semicustom. Lo sviluppo di gate array include il ciclo completo che va dal progetto del circuito a partire dalle specifiche funzionali, alla sua simulazione; dalla produzione della documentazione necessaria per accedere ai sistemi CAD per lo sviluppo del Layout allo sviluppo del layout stesso, mediante l'impiego di software di placement e routing automatico, e della documentazione per accedere direttamente alla silicon foundry. Attualmente sono direttamente interfacciate le principali ditte fornitrici di gate arrays.
Un team di progettisti qualificati è disponibile per sviluppi completi partendo dalle specifiche fornite dal cliente. È anche possibile per i clienti che desiderano sviluppare in proprio parte o totalmente un dispositivo semicustom, utilizzare le apparecchiature e avvalersi della consulenza dei tecnici del centro.

ELEDRA Systems S.p.a.
Via F. Ferruccio, 2
20145 Milano
Tel. 02/34.92.010-34.50.158

Rif. 15

Nuovo condensatore per telecomunicazioni

La Siemens ha realizzato un condensatore per cablaggio automatico (sistema impiegato sempre più frequentemente), rivestito di plastica ignifuga e adatto anche per applicazioni nel settore delle telecomunicazioni. Il B 33074, eseguito in cinque tipi con capacità da 100 a 100.000 pF e tolleranze fino all'1%, presenta valori limite dei fattori di perdita da 0,8 a 0,3 (10^{-3}), a seconda della frequenza e della capacità. Valori simili venivano forniti finora solo da condensatori a bicchiere con terminali assiali (cablaggio manuale).
Il nuovo condensatore KP (Kunstoff, Polyproprylen) può sopportare temperature da —40°C a +85°C ed è ignifugo secondo UL 94V-0 e secondo le norme delle amministrazioni postali statunitensi e canadesi; in questi paesi infatti gli impianti e gli apparecchi telefonici sono installati di solito in costruzioni di legno, soggetti quindi a pericoli d'incendio. Il B

33074, che verrà introdotto quanto prima sul mercato europeo, si presta al cablaggio automatico su moduli digitali, apparecchi di misura e circuiti oscillanti; verrà fornito in esecuzione nastrata con i terminali (ognuno di 30 mm di lunghezza) fissati a nastri di carta asportabili. Le dimensioni vanno da 6,4/13,0 mm a 9,7/19,0 mm (diametro/lunghezza).

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
20100 Milano
Tel. 02/6248

Rif. 16

Sistemi e strumenti di supporto per i nuovi μP MC68020 E MC68HC11

La Divisione Microsistemi della Motorola annuncia la disponibilità di strumenti di supporto hardware e software dedicati al nuovo microprocessore a 32-bit ad alte prestazioni MC68020. Per lo sviluppo del software sono disponibili cross-assemblers appositamente concepiti, che girano sui sistemi di sviluppo EXORmacs e VME/10.
Per la valutazione e lo studio dell'MC68020 è inoltre disponibile un compatto sistema, il Benchmark-20, costituito dai seguenti moduli funzionali:

- M68KVM04, microcalcolatore monoscheda con CPU MC68020 completo di zoccolo per co-processore a virgola mobile MC68881 di unità di gestione memoria, di 4K di cache-memory con parallelismo a 32-bit e bus ad alta velocità;
- M68KVM13, modulo di memoria RAM dinamica da 1 a 4 Mbyte con controllo di parità e bus ad alta velocità;
- M68KVMMB, Gate-Array che implementa la maggior parte delle caratteristiche dell'MC68851, unità PMMU (Paged Memory Management Unit), con decodifica esterna degli indirizzi;
- Chassis per quattro moduli VERSAbus, completo di alimentatore;
- Monitor 020-Bug con assembler e disassembler di linea, capacità di break points e trace multiple, modifica della memoria, caricamento e salvataggio di programmi da/su host computer e un'interfaccia orientata all'utente.

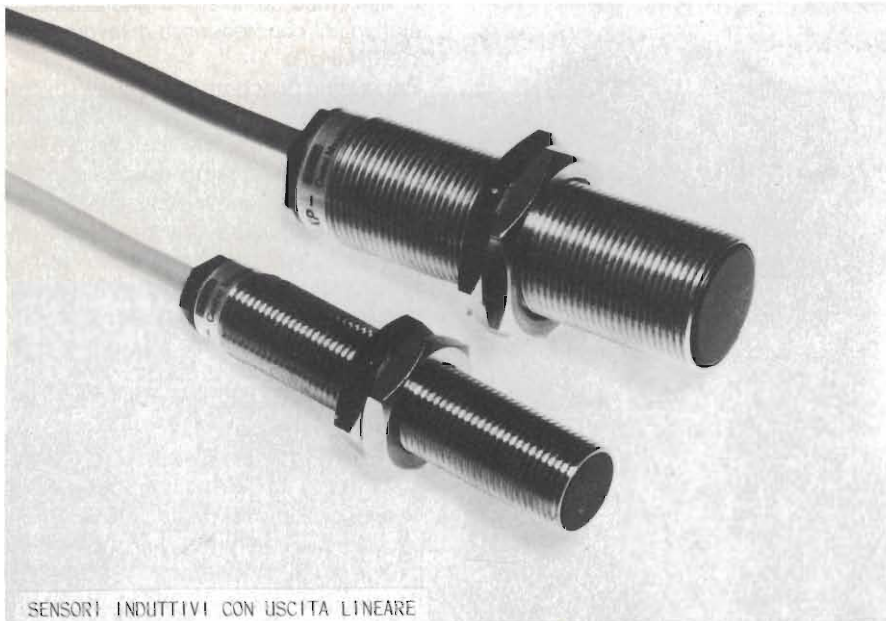
Per l'emulazione hardware e software dell'MC68020 con la stazione HDS400, sarà disponibile nel primo trimestre del 1985 l'M68020HDS4, un emulatore in tempo reale completo di analizzatore di stati logici con frequenza di lavoro fino a 16,67 MHz.
Per quanto concerne l'altro nuovo microprocessore single-chip MC68HC11, il relativo supporto hardware e software sarà disponibile nella prima parte del 1985, unitamente alla nuova stazione remota di sviluppo HDS 300, sistema a due processori, uno dedicato all'interfaccia utente, l'altro dedicato all'emulazione. Attraverso questa nuova stazione saranno supportate MPU/MCU a 8-bit già esistenti, così come quelle in via di introduzione.
Di tutte queste elenchiamo qui di seguito i codici commerciali:
MC68HC11, MC6809, MC6809E, MC6801, MC6801U4, MC6803, MC68120, MC68701 e MC68701U4.
L'HDS300 comprende una memoria di massa ed è indipendente sia dall'host computer sia dal terminale video. Le caratteristiche dell'interfaccia utente e programmi menu-oriented, la rendono di facile uso sia agli utenti esperti che a quelli meno esperti.

MOTOROLA S.p.A.
Divisione Semiconduttori
V.le Milanofiori - Stabile C2
20094 Assago (MI)
Tel.: 02/82.42.021

Rif. 17

Sensori induttivi con uscita lineare

La S.A.I.E.T. S.p.A. operante da più di 20 anni sul mercato dei sensori di prossimità magnetici induttivi e capacitivi, presenta una nuova famiglia di sensori con uscita analogica. Sfruttando il principio induttivo, tali dispositivi forniscono in uscita una tensione che varia linearmente con la distanza azionatore-sensore.
Sono disponibili in contenitore metallico cilindrico filettato in due versioni rispettivamente di diametro 12 e 18 mm. La linearità in uscita è garantita per distanze di azionamento frontali comprese fra 1 e 2 mm per la versione Ø 12, e fra 3 e 5 mm per la versione Ø 18. La tensione di uscita varia, per entrambi i tipi di sensori, da un minimo di circa 150 mV ad un massimo di circa 1200 mV. Caratterizzati da precisione alla ripetibilità di ± 0,01 mm, immunità

COMPONENTI

SENSORI INDUTTIVI CON USCITA LINEARE

ai disturbi di natura elettromagnetica, dimensioni ridotte, ampio campo della tensione di alimentazione (10÷30 V) e della temperatura di lavoro (—10°C÷ +60°C), tali trasduttori conservano inalterati gli elevati indici di qualità ed affidabilità propri dei sensori S.A.I.E.T.. Molteplici sono i campi di applicazione. La caratteristica di uscita lineare può infatti essere sfruttata in tutti i casi in cui sia necessario effettuare posizionamenti precisi, rilevare spessori, flessioni, vibrazioni, ecc..

S.A.I.E.T. S.p.A.
Via Serenari, 1
40013 Castel Maggiore (BO)
Tel.: 051/700005

Rif. 18

Servizio di "porting" di software unix per la famiglia 32000

Con lo scopo di offrire un ampio supporto software, la National Semiconductor ha autorizzato la società Perennial Software Services Group, di Santa Clara, a fornire servizi software a clienti per la famiglia di microprocessori "SERIES 32000".
La Perennial assisterà i clienti della National Semiconductor nell'adattamento di GENIX (una versione di UNIX sviluppato dalla National per la famiglia 32000) alle loro specifiche architetture hardware. Il processo prevede un adattamento del sistema operativo GENIX, già "tagliato" in origine per chip della famiglia 32000, alla struttura del cliente, con le variazioni che egli desidera.
"Il nostro accordo con la Perennial aiuterà enormemente i nostri clienti nello sviluppo delle più sofisticate applicazioni basate su UNIX", ha affermato Hans Rohrer, responsabile europeo del Marketing per Microprocessori e Sistemi alla National Semiconductor.
Adattamenti di GENIX sono particolarmente richiesti quando la struttura hardware ha una specifica influenza sull'operatività del software; questo accade nei circuiti di controllo di I/O, nei circuiti di gestione della memoria virtuale, delle interruzioni, di temporizzazione ed in molte altre strutture particolari.
La Perennial fornirà assistenza e supporto in tutte queste aree particolari: "il nostro approccio all'adattamento di GENIX è del tipo passo passo", ha commentato Dave Fast, presidente e socio fondatore della Perennial. "Questo ci assicura che ogni fase sia opportunamente controllata e collaudata prima di sviluppare la fase successiva.
Questa procedura è particolarmente importante quando si debba adattare il software ad un hardware particolarmente nuovo esclusiva della National, meglio nota come microCMOS; le piastre CPU utilizzano microprocessori della serie NSC800, che combinano una architettura di bus analoga a quella del noto 8085 mentre mantengono l'assoluta compatibilità software con lo Z80, avendo lo stesso set di istruzioni.
Queste caratteristiche, combinate con le ridotte dimensioni ed i limitati assorbimenti, fanno si che le piastre CIM siano particolarmente adatte per applicazioni ove basso consumo, ridotto peso ed elevata immunità ai rumori siano caratteristiche essenziali.
Applicazioni tipiche sono, come già detto, nel controllo numerico delle macchine utensili, controllo di impianti chimici e petrolchimici, strumentazione industriale ed alimentatori di continuità.
CIM, CIMBUS ed NSC800 sono marchi registrati della National Semiconductor.

NATIONAL SEMICONDUCTOR S.p.A.
Via Solferino, 19
20121 Milano
Tel.: 02/65.96.146

Rif. 19

La nuova serie di pulsanti DNT: una sensazione tattile "a scatto" e contatti ermetici per una lunga durata elettrica

La MEI annuncia l'aggiunta della serie DNT di interruttori alla sua vasta gamma di tastiere, pulsanti per pannelli frontali ed accessori.
I contatti Silver Seal brevettati dalla MEI sono economici ma allo stesso tempo, sono ermetici alla polvere, l'umidità, e la corrosione, con il risultato di permettere un maggiore numero di operazioni (50 milioni di cicli). Infatti, se ordinati in grossi quantitativi, ogni pulsante costa meno di 400 lire.
Questi interruttori, disponibili con cappucci a basso profilo, possono essere integrati in una tastiera personalizzata secondo lo standard ergonometrico di 30 mm di altezza. Nei primi mesi del 1985, la MEI annuncierà la disponibilità di nuove serie di cappucci con legende stampate usando il processo di sublimazione.

MULTIMETRI DIGITALI TASCABILI A CRISTALLI LIQUIDI

CIE

Mod. 5608
Super slim
3½ digit
8 funzioni
28 portate selezionate con commutatore.
Dimensioni: 150 x 82 x 26

L. 127.000

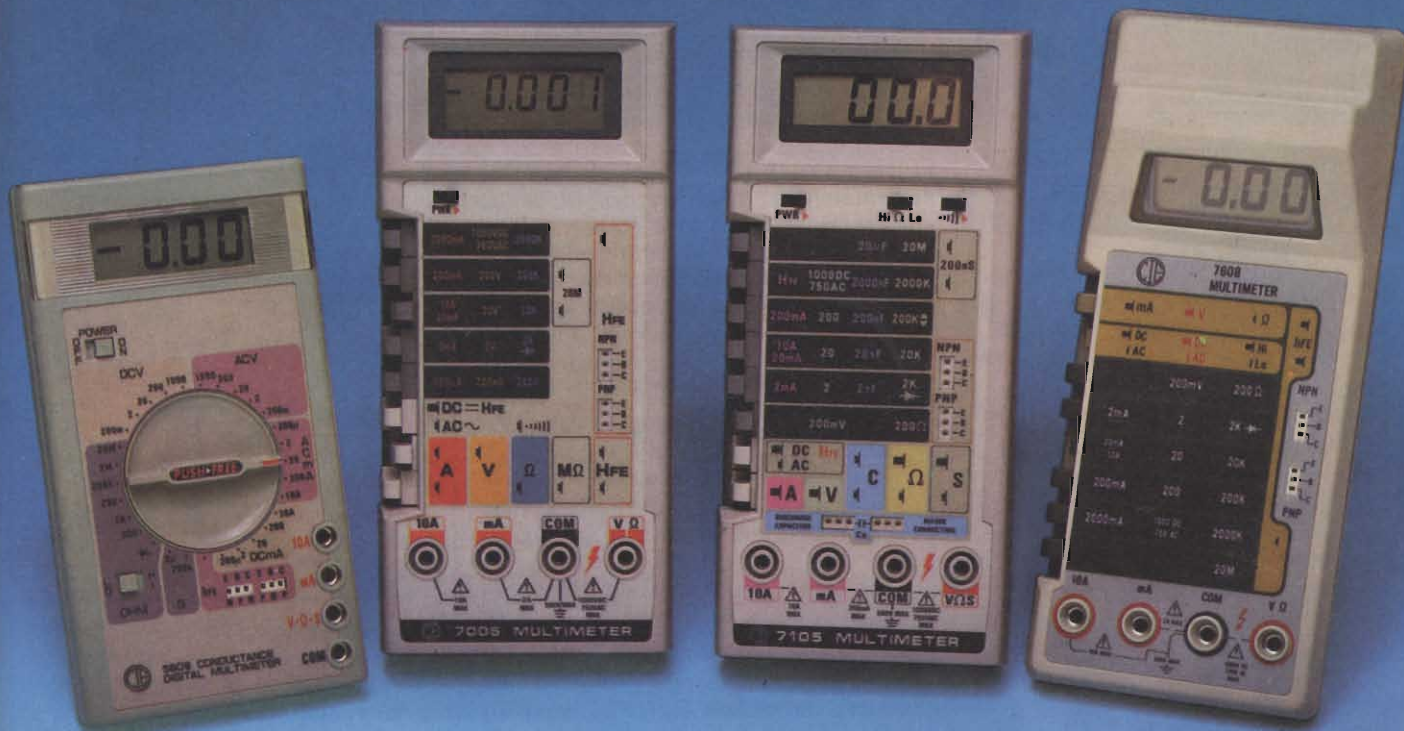
Mod. 7005
4½ digit
BUZZER
0,05% VDC
28 portate selezionate con 8 tasti.
Dimensioni: 180 x 85 x 40

L. 340.000

Mod. 7105
3½ digit
CAPACIMENTRO
CONDUTTANZE + BUZZER
34 portate selezionate con 8 tasti
Dimensioni: 180 x 85 x 38

L. 202.000

Mod. 7608
3½ digit
7 funzioni
26 portate selezionate con 8 tasti.
Dimensioni: 191 x 87 x 46

L. 133.000

SPECIFICHE ELETTRICHE

PORTATE		RISOLUZIONE	PRECISIONE	CAPACITÀ	CONDUTTANZE
Mod. 5608 - Cod. TS/3000-00					
Tens. c.c.	da 200 mV a 1000 V	da 100 µV a 1 V	± 0,8 % su tutte le portate	–	2 µS ± 2% 200 nS ± 4%
Tens. c.a.	da 200 mV a 1000 V	–	da 1,2% a 2%		
Corr. c.c.	da 200 µA a 10 A	da 0,1 µA a 10 mA	± 0,8% su tutte le portate		
Corr. c.a.	da 200 µA a 10 A	–	da ± 0,8% a ± 1%		
Resistenza	da 200 Ω a 20 MΩ	da 0,1 Ω a 10 KΩ	da ± 0,8% a 1,2%		
Mod. 7608 - Cod. TS/3010-00					
Tens. c.c.	da 200 mV a 1000 V	da 100 µV a 1 V	± 0,8% su tutte le portate	–	–
Tens. c.a.	da 200 mV a 750 V	–	da 1,2% a 2,5%		
Corr. c.c.	da 2 mA a 10 A	da 1 µA a 10 mA	da ± 0,8% a ± 1%		
Corr. c.a.	da 2 mA a 10 A	–	da ± 0,8% a ± 1%		
Resistenza	da 200 Ω a 20 MΩ	da 0,1 Ω a 10 KΩ	da ± 0,8% a ± 1,2%		
Mod. 7005 - Cod. TS/3025-00					
Tens. c.c.	da 200 mV a 1000 V	da 10 µV a 100 mV	da ± 0,05% a ± 0,1%	–	–
Tens. c.a.	da 200 mV a 750 V	da 10 µV a 100 mV	da ± 0,5% a ± 0,75%		
Corr. c.c.	da 200 µA a 10 A	da 10 nA a 1 mA	da ± 0,5% a ± 2%		
Corr. c.a.	da 200 µA a 10 A	da 10 nA a 1 mA	da ± 0,75% a ± 2%		
Resistenza	da 200 Ω a 20 MΩ	da 10 mΩ a 1 KΩ	da ± 0,2% a ± 2%		
Mod. 7105 - Cod. TS/3015-00					
Tens. c.c.	da 200 mV a 1000 V	da 100 µV a 1 V	± 0,5% su tutte le portate	da 2 nF a 20 µF Risoluzione da 1 pF a 10 nF Precisione ± 1%	200 nS Risoluzione 0,1 nS Precisione ± 3%
Tens. c.a.	da 200 mV a 750 V	da 100 µV a 1 V	da ± 1% a ± 2%		
Corr. c.c.	da 2 mA a 10 A	da 1 µA a 10 mA	da ± 0,8% a ± 1,5%		
Corr. c.a.	da 2 mA a 10 A	da 1 µA a 10 mA	da ± 1% a ± 1,5%		
Resistenza	da 200 Ω a 20 MΩ	da 0,1 Ω a 10 KΩ	da ± 0,8% a ± 1,5%		

- Altre prestazioni: prova diodi, prova transistor
- Alimentazione: 1 pila da 9 V

I prezzi sono IVATI

DISTRIBUITI DALLA

Per informazioni indicare Rif. P 26 sul tagliando

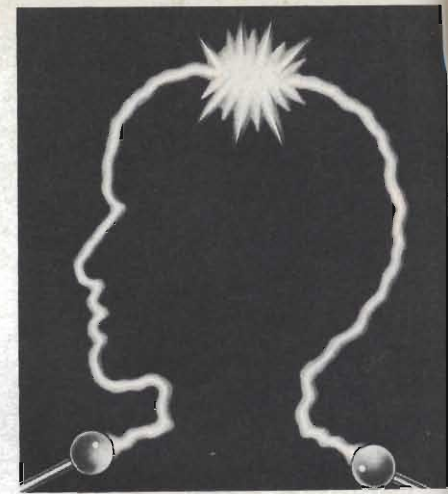
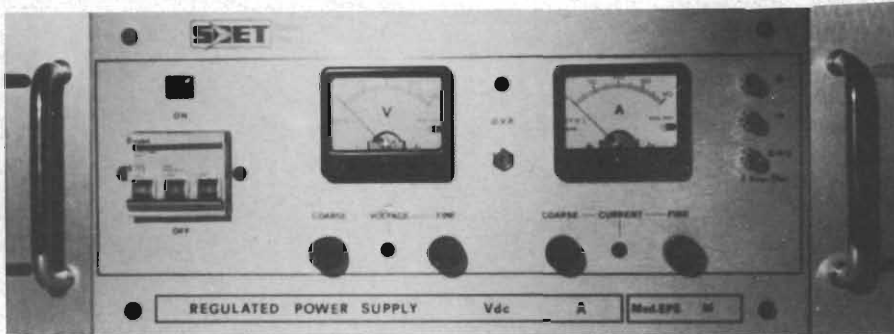
ALIMENTATORI REGOLABILI DI POTENZA

EPS

Potenze fino a 20 KW

Correnti fino a 500 Amp.

Regolabili in modo locale
o remoto

Sensori a distanza - Feedback di misura

LS

Alimentatori stabilizzati modulari seriali - controlli remoti - protezione totale in corrente ed in tensione - 5 anni di garanzia - dissipatori all'interno del modulo - caratteristiche elettriche paragonabili a modelli da laboratorio - 1 settimana di "burn in". Tali caratteristiche conferiscono ai moduli "LS" doti di assoluta sicurezza e stabilità nel tempo.

Convertitori DC/DC con potenze fino a 30 W
Uscite mono-duali-triple.
Tensioni di alimentazione da 4.5 a 7.2 Vdc - Piedinatura normalizzata per montaggio su circuito stampato - contenitore in alluminio anodizzato.

AM

MDS

Media potenza - caratteristiche di stabilità elevatissime - controllo visivo di tutte e sue funzioni - traking automatico - programmabilità remota fino a 1500 Hz - personalissimo e gradevole design - queste ed altre caratteristiche fanno dei modelli MDS i più compatti alimentatori stabilizzati oggi in commercio.

Media potenza - caratteristiche di stabilità identiche alla serie MDS - regolazioni accuratissime - caratteristiche professionali - alta affidabilità visualizzazione su due strumenti a bobina mobile per la misura della tensione e della corrente - uscita tripla 2 x 30V - 2 x 1A
1 x 8V - 1 x 5A

MRS.T.

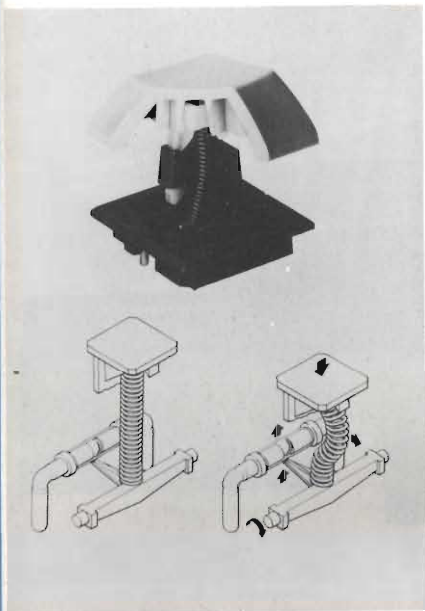
HRS

Alta potenza - caratteristiche di stabilità elevatissime - controllo visivo di tutte le sue funzioni - sicurezza termica con segnalazione - doppia sicurezza sui valori di tensione impostati (limiter) programmabilità remota fino a 1500 Hz - caratteristiche professionali - regolazioni assicuratissime - alta affidabilità.

Realizzato al fine di soddisfare le sempre più frequenti richieste di alimentazioni gestite direttamente dal computer. Il programmatore PSP 488 è versatile e permette di poter essere utilizzato con tutti i nostri alimentatori da laboratorio HRS, MRS, MPS e MDS anche di vecchia costruzione.

PSP

Per informazioni indicare **Rif. P 27** sul tagliando

SOET s.r.l. - Corso Re Umberto, 75 - 10128 TORINO - Tel. 011/505.444 ric. autom. - Tlx 213290 SOET

L'interruttore DNT commuta alla posizione in cui si ha la sensazione tattile e si sente il "click" di sgancio della molla.
La potenza massima dei contatti a c.c. è di 1 W, la tensione massima è di 24 V e la resistenza di contatto tip. iniziale è di 20 milliohms max.
La MEI è un fabbricante leader nel campo delle tastiere e pulsanti per pannelli frontali ed accessori.

C&K COMPONENTS S.r.l.
Via Frapolli, 21
20133 Milano
Tel.: 02/719371-714060 Rif. 20

Nuovi protocolli della Intel e microsoft per la standardizzazione delle reti

L'Intel ha annunciato che in cooperazione con la Microsoft Corp. di Bellevue, Wash, ha sviluppato dei protocolli di software delle reti di trasmissione che consentono ai file di essere utilizzati contemporaneamente da più utenti di una rete locale (LAN).
I nuovi protocolli per reti sono totalmente compatibili con la rete PC della IBM, e saranno commercializzati al pubblico dalla Microsoft con la possibilità di implementare vari sistemi operativi permettendo di collegare su rete microcomputer di tipo diverso.
L'Intel provvederà direttamente alla fornitura per propri clienti.
I protocolli sono la base del nuovo software di rete della Microsoft, denominato "Microsoft Networks".
Questo software consente l'accesso ai file di rete tra diversi microcomputer usando il sistema operativo MS-DOS e sarà disponibile dalla Microsoft.
Iniziando al più presto nel 1985 la Intel intende fornire prodotti di rete per i propri sistemi operativi chiave basati sui nuovi protocolli per rete. Le prime applicazioni gireranno sotto iRMX e Xenix.
(iRMX è il sistema operativo a microcomputer multitask in tempo reale della Intel lo Xenix è la versione della Microsoft del sistema operativo multiutente Unix).
I protocolli verranno impiegati dai costruttori di macchine originali (OEM) che fabbricano sistemi e microcomputer reticolari per un'ampia gamma di applicazioni, compreso lo sviluppo del software, acquisizione dati ed elaborazione di transazione, sono indipendenti a livello di hardware e possono gestire un'ampia gamma di hardware di rete e di microcomputer compresi i sistemi basati sullo Xenix, iRMX, PC-DOS e MS-DOS.
I nuovi protocolli si indirizzano ai livelli superiori del modello di riferimento delle reti dell'organizzazione Internazionale per la normalizzazione (ISO).
(Questo modello serve come base per la standardizzazione dei sistemi di comunicazione, suddividendo i protocolli di rete in 7 livelli indipendenti ognuno con il proprio set di funzioni di hardware e software).
Bill Lattin vicepresidente e direttore generale del gruppo Sistemi della Intel, afferma: "Ci attendiamo che questi protocolli diventino uno standard industriale per le reti locali".
Questi protocolli giungono nel momento in cui il mercato delle reti locali è spezzettato da una varietà di protocolli speciali. Un certo numero di venditori, offrono LAN che lavorano con un campo ristretto di apparecchiature, ma finora non esistevano protocolli "aperti" - ciò che potevano essere utilizzati da più costruttori -.
I computer di queste reti potranno accedere ai file in comune, che potranno essere elaborati come se ridessero localmente in ciascuna stazione di lavoro.
I nuovi protocolli sono compatibili con gli attuali prodotti LAN della Intel, e sono disponibili per gli OEM che desiderano realizzare sistemi reticolati.

INTEL ITALIA S.p.A.
Milanofiori - Palazzo E
20090 Assago (MI)
Tel. 02/82.44.071 Rif. 21

Una gabbia per uccelli?

La presunta gabbia non è altro che la griglia di un tetrodo (RS 2054 SK) da 100 kw, raffreddato a condensa, per trasmittenti radio in onde medie e corte.
La griglia è ricavata da un cilindro cavo di grafite operando col laser in un fine lavoro di precisione. Rispetto agli esemplari ottenuti con getto di sabbia, i contorni sono più precisi e perfettamente lisci. Questo materiale, detto anche piragrafite, è risultato indeformabile durante il funzionamento continuo. La griglia è soggetta a carichi fino a 24 W per centimetro quadrato ed a temperature che possono raggiungere quasi 2000 K.
La Siemens ha in programma cinque tipi di tubi con griglie di grafite (in uso dal

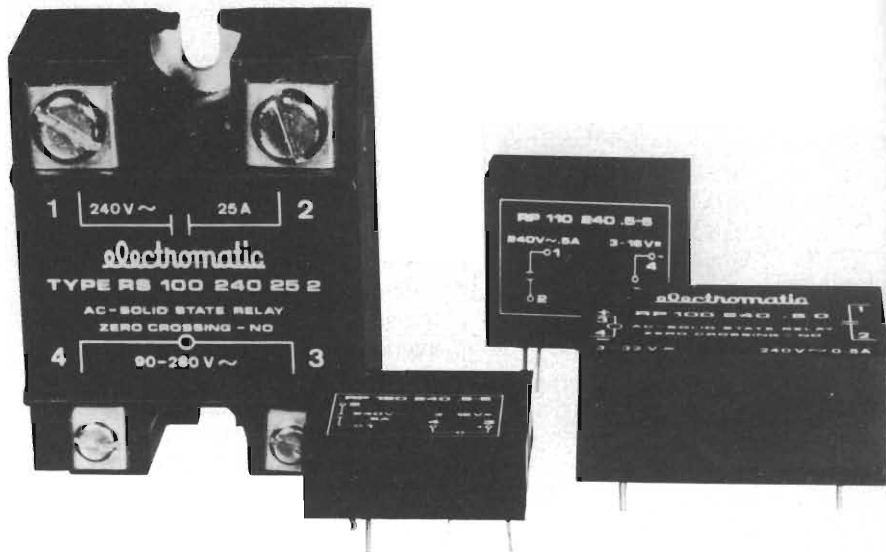
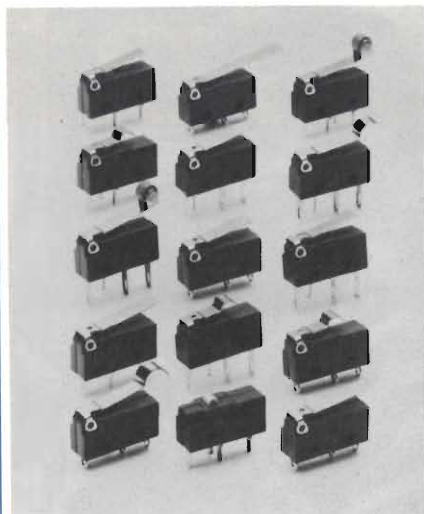
COMPONENTI

1978). La griglia misura 140 mm di diametro x 350 mm di altezza max; quelle più piccole vengono impiegate in tetrodi per trasmettitori TV. La sicurezza d'esercizio, l'avvio molto efficiente, la minima emissione di raggi X, tornano a tutto vantaggio dei telespettatori che così possono ricevere immagini quasi esenti da interferenze.

ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
20100 Milano
Tel. 02/6248

Rif. 22

Nuovi microinterruttori "Gold cross point" adatti per oltre 3 milioni di operazioni

La Honeywell, Divisione Componenti, ha aggiunto alla serie 9SM alcuni modelli nella versione "gold cross point" richiesti ultimamente dall'industria nelle applicazioni con bassa corrente e ridottissima forza di azionamento, come ad esempio in taluni dispositivi di commutazione telefonica o digitale.
La nuova serie 9SM gold cross point, garantisce una vita elettrica di 3 milioni minimo di azionamentid ed una vita meccanica di oltre 10 milioni.
Queste elevate prestazioni sono rese possibili dal particolare profilo a lama con cui sono angolate le superfici di contatto, laddove una minima resistenza viene raggiunta esercitando la massima forza sul punto di contatto.
Unitamente all'introduzione della serie gold cross point 9SM, la Honeywell ha esteso la gamma degli azionatori, dei terminali e dei circuiti elettrici in svariati modelli addizionali.
Tutta la serie 9SM utilizza custodie in resina termoplastica con fibre di vetro e ha ottenuto molteplici approvazioni sia Europee che Nord-Americane, quali UL, CSA, VDE, SEV SEMKO e BEAB.
Con l'aggiunta della serie gold cross point, la Serie 9SM offre ora la più vasta possibilità di scelta per ogni applicazione.

HONEYWELL S.p.A.
Via V. Pisani, 13
20124 Milano
Tel.: 02/67731

Rif. 23

Relé allo stato solido

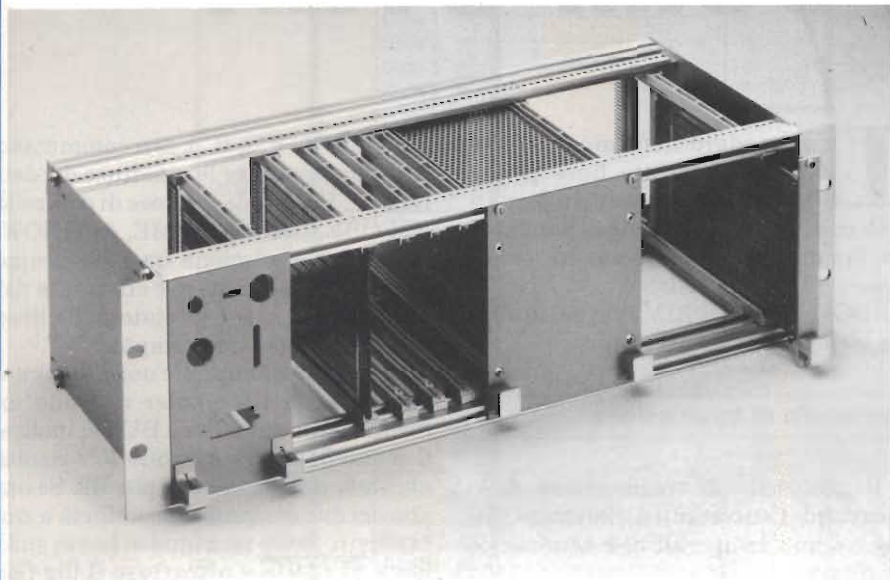
Negli ultimi anni prepotentemente è venuto alla ribalta l'uso di relè statici al posto di quelli convenzionali elettromeccanici.
La facilità di installazione, le alte potenze disponibili, l'alta affidabilità, la vita infinita, la silenziosità, la possibilità di avere la commutazione al passaggio di zero della tensione sono tutte caratteristiche, che hanno permesso e sollecitato l'uso dei relè statici, oltre, s'intende, il prezzo, che si è stabilizzato ad un livello sicuramente interessante.
L'ELECTROMATIC offre alla sua clientela una completa gamma di relè statici da 0,5 A a 40 A, tensioni di lavoro di 240 V e di 440 V e tensioni di controllo da 3 V c.c. a 280 V c.a.

ELECTROMATIC s.r.l.
Via Bergamo, 12
20020 Lainate (MI)
Tel.: 02/9374381

Rif. 24

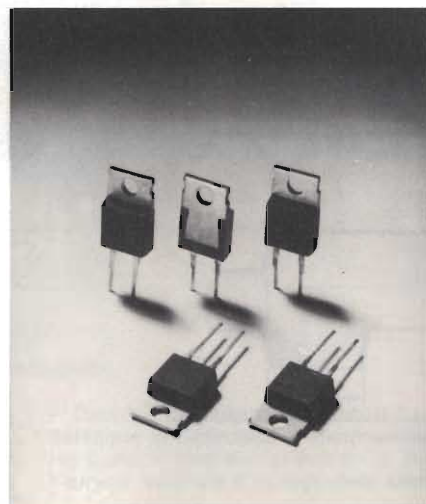
ISEP 2112, il sistema di sub-rack a basso costo

I nuovi sub-rack ISEP 2112 della ITT, soddisfano le domande dei nuovi sistemi elettronici. L'integrazione dei semiconduttori ha fatto si che i componenti elettronici divenissero più piccoli e con un ridotto consumo di potenza, tale da richiedere sempre più piccoli alimentatori.
Il sistema ISEP 2112 risponde a queste nuove esigenze; risponde anche ai requisiti di leggerezza delle moderne apparecchiature elettroniche ed il suo ridisegnato profilo in Al rigido, permette un basso costo di costruzione dei sub-rack.
Questo sistema a 19 pollici è conforme in tutti i suoi parametri alle norme DIN 41494.
L'ISEP 2112 allarga la famiglia dei sub-rack ISEP. Le guide orizzontali sono stampate con numeri di posizionamento

COMPONENTI

per facilitarne il montaggio. I pannelli frontali sono disponibili con le seguenti finiture: anodizzazione, rivestimento in plastica, verniciatura. Oltre alla versione per cablaggio convenzionale, esiste anche la versione per cablaggio "Back-Panel".
L'ISEP 2112 è una soluzione moderna, a basso costo, per contenere le unità elettroniche.

ISITALIA S.p.A.
V.le Milanofiori Palazzo A4
20094 Assago (MI)
Tel.: 02/824364 Rif. 25

Diodi veloci, che sopportano tensioni inverse elevate

Sono stati introdotti dalla Philips tre nuovi tipi di diodi veloci a recupero dolce, capaci di sopportare picchi ripetitivi di tensione inversa fino a circa 1500 V. Sono i tipi BY229R, BY329 e BY359; hanno il cristallo rivestito in vetro; sono realizzati mediante un processo a doppia diffusione e posseggono tempi di ricupero in senso inverso molto brevi (150 ns).
Il BY229R è la versione a polarità inversa (R) dell'ormai nota serie BY229. I tipi BY329 e BY359 sono tipi con polarità normale.
Questi due ultimi tipi sono adatti ad essere impiegati in applicazioni "chopper" e come raddrizzatori d'uscita negli alimentatori stabilizzati a commutazione (SMPS) lavoranti alla frequenza di 25 kHz. Vengono utilizzati anche nei circuiti raddrizzatori di recupero e della tensione di scansione nei televisori.
I dispositivi a tensione elevata BY359 sono i diodi ideali collegabili in antiparallelo ai GTO (tiristori bloccabili attraverso il gate) o ad interruttori analoghi per alte tensioni. Possono essere impiegati nei sistemi di controllo dei motori e negli alimentatori stabilizzati basati sul principio della risonanza in serie.
I tipi BY229R e BY359 possono sopportare transitori di corrente fino a 60 A, il BY329 fino ad 80 A. La caduta di tensione in senso diretto è inferiore a 2,3V.
Questi diodi sono incapsulati in contenitore di plastica TO-220.

PHILIPS S.p.A.
Sez. Elcoma
P.zza IV Novembre, 3
20124 Milano
Tel.: 02/6752-2348 Rif. 26

Flexy disk da 5,25" Science Basf

Data Base S.p.A. è lieta di annunciare anche in Italia la nuova gamma di FLEXY DISK SCIENCE da 5,25" BASF che la casa tedesca ha presentato alla recente Fiera di Hannover.
La linea SCIENCE è pensata per tutti gli utenti che esigono prestazioni di alta qualità ed affidabilità dal dischetto per tutelare i loro preziosi dati. Il perfetto funzionamento di un dischetto è determinato dal giusto rapporto tra il disco magnetico ed il suo rivestimento.
La BASF ha migliorato entrambi, raggiungendo livelli di molto superiori agli standard internazionali. Un nuovo processo di rivestimento permette alla testina di passare 70 milioni di volte sulla stessa traccia senza danneggiare il rivestimento magnetico e quindi i dati contenuti nel dischetto.
Il deterioramento dei dati avviene dopo un uso continuo del dischetto per 20 anni.
La copertina dei FLEXY DISK SCIENCE BASF è costituita da un materiale che può resistere a temperature superiori ai 70°C.
La copertina è inoltre trattata in modo antistatico per migliorare ulteriormente la resa operativa del dischetto.
Il dischetto SCIENCE è sottoposto a rigorosi controlli per attestare l'assoluta precisione che è superiore del 50% alle norme ECMA.
Vengono testati anche i solchi delle tracce per evitare qualsiasi problema di lettura/scrittura nel caso la traccia sia scarsamente bilanciata. I FLEXY DISK SCIENCE BASF completano la gamma di dischetti BASF già esistente sul mercato.

DATA BASE S.p.A.
V.le Legioni Romane, 5
20147 Milano
Tel.: 02/40.303 Rif. 27

UNA STAMPANTE PER DUE COMPUTER

Quando due computer devono utilizzare la stessa stampante, spesso sorgono dei problemi. L'articolo che segue descrive un circuito d'interfaccia che consente di commutare una stampante Centronics fra due computer in modo automatico e completamente elettronico, superando tali problemi.

Franco Govoni, K. Baderschneider, T. Lindner

Lo standard Centronics, 1), 2) e 3) definisce otto linee per la trasmissione parallela dei dati e alcune linee di controllo e di handshake. Fra di esse le più importanti sono le linee STROBE, BUSY, ACKNOWLEDGE, INPUT PRIME, la cui funzione viene descritta nel seguito.

Protocollo di trasmissione

Il protocollo di trasmissione dello standard Centronics è illustrato dai diagrammi temporali che compaiono in *figura 1*.

La stampante segnala di essere pronta a ricevere dati inviando un livello basso sulla linea BUSY; i dati presenti in linea passano alla stampante quando all'ingresso STROBE di questa, attivo basso, perviene un breve impulso; la stampante segnala il completamento dell'operazione inviando un livello basso sulla linea ACKNOWLEDGE. Un impulso basso all'ingresso INPUT PRIME resetta la stampante.

La funzione principale del circuito di interfaccia è svolta dai tre multiplexer digitali IC1, IC2, IC3; essi commutanc fra i due computer le otto linee dei dat Data1... Data8 e le tre linee di controllo STROBE, INPUT PRIME, ACKNOW LEDGE. La selezione fra i due grupp di linee da commutare è effettuata da flip-flop IC4, che è pilotato dalle linee di STROBE dei due computer.

Quando la stampante non è assegna ta, entrambi i computer ricevono ur livello basso sulla linea BUSY; inoltre il mono-flop ritriggerabile IC7 risulta abilitato dal segnale al pin B2. Se ora uno dei due computer incomincia a tra smettere, invia un impulso basso sulla linea STROBE e attraverso il flip-flop IC4 automaticamente viene commuta to sulla stampante di cui conserva l'uso finché invia impulsi di STROBE. Que sti impulsi infatti retriggerano ripetu tamente il mono-flop, che mantiene al lora un livello basso fisso in uscita; in questo modo l'altro computer riceve ur segnale attivo sulla linea BUSY e d conseguenza non può iniziare a tra smettere.

Con il dimensionamento indicato, i mono-flop IC7 resta attivo per circa 1 s; solo quando la trasmissione vien arrestata per un tempo superiore a que sto, la stampante viene resa di nuov disponibile; a questo punto l'altro com puter la può occupare iniziando a tra smettere ed emettendo impulsi c STROBE.

La produzione dei segnali BUSY pe i due computer, abbastanza complica ta, è affidata al circuito integrato IC (74153: doppio multiplexer da 4 a 1 l nea).

Tre LED segnalano lo stato del siste ma. I LED 2 e 3 indicano il compute che sta utilizzando la stampant quando la stampante non è assegnata entrambi sono accesi. Il LED 1 si ac cende quando la stampante non è di ponibile, ossia è BUSY.

La tensione di 5 V per l'alimentazio ne del circuito di interfaccia si può pr levare al pin 18 del connettore Centr nics della stampante.

Fig. 1 - Relazione temporale fra dati e segnali di controllo per lo standard Centronics.

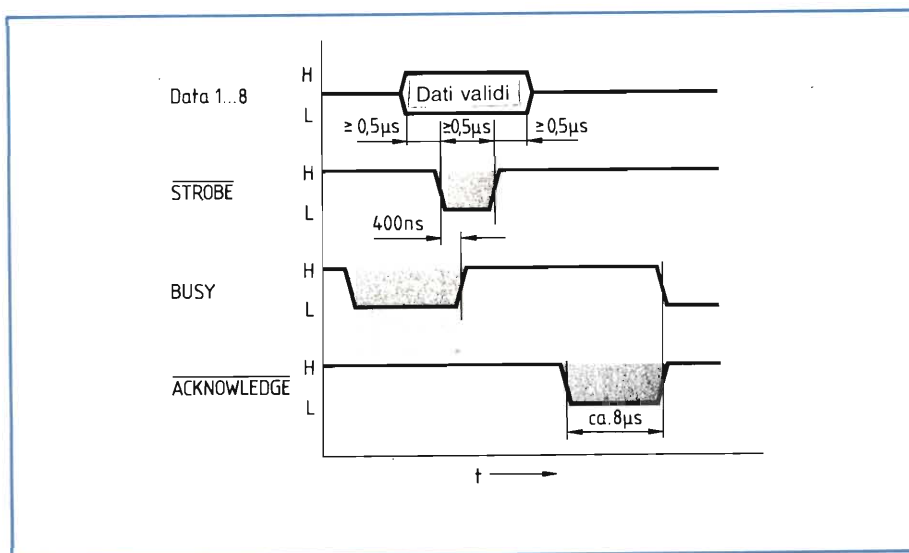
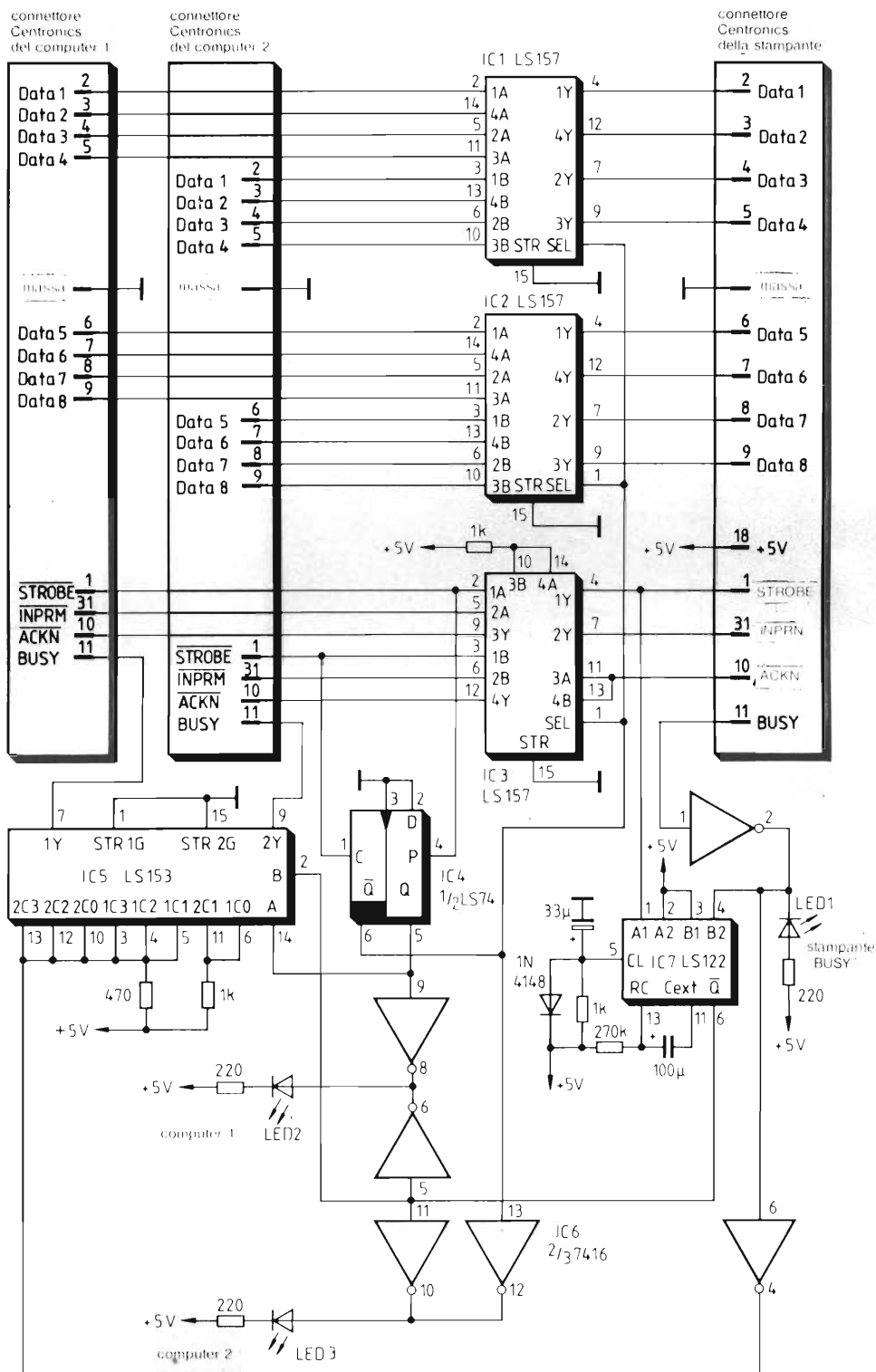



Fig. 2 - Circuito di interfaccia fra i due computer e la stampante.

Bibliografia

1) F. Govoni, - M. Scherer: *Interfaccia fra sistemi con Z80 e stampanti Centronics.* **Selezione di Elettronica e Microcomputer 12,** 1984, pag. 128.
2) Hartmann, I.: *Interfaccia Centronics. Micro Extra* (1982), n. 2. pp. 13 ... 16.
3) Siemens: *Manuale d'impiego delle stampanti* PT 88/PT 89 (1983).

MOSFET PER RIDURRE LA POTENZA DI COMANDO IN UN SISTEMA DI INVERSIONE DI ROTAZIONE DEI GIRI DI UN MOTORE

EDN - R. Valentine - Motorola Semicond.

Nel circuito riportato nella *figura 1 b*, l'impiego di MOSFET di potenza permette di invertire il senso di rotazione di un motore in c.c. di circa 1/10 di HP, utilizzando una potenza di comando di base inferiore a quella che richiederebbero corrispondenti transistori bipolari. Inoltre, sfruttando la forza controelettromotrice (EMF) del motore, e ritardando la tensione che produce l'inversione della rotazione, il circuito descritto tende a ridurre i picchi elevati di corrente che solitamente si hanno tutte le volte che si effettua la manovra di inversione di marcia.

Quest'ultima caratteristica consente di utilizzare MOSFET con corrente di drain più bassa di quella che occorrerebbe avere ricorrendo ai circuiti convenzionali.

Per invertire il senso di rotazione del motore si ricorre ad un sistema di inversione della tensione di alimentazione del motore, detto "sistema a H".

Dalla *figura 1b* si vede che gli "interruttori" richiesti dal circuito a "H" (che poi non è altro che un circuito a ponte) sono formati da 4 MOSFET di potenza, e precisamente due che si chiudono quando si vuol far girare il motore in senso orario (CW), e altri due che si chiudono quando si vuol far girare il motore in senso antiorario (CCW). Questi "interruttori a MOSFET" vengono comandati da un invertitore cc/cc tipo fly-back formato da sei invertitori CMOS (MC 14069N) e da un FET per piccoli segnali (BS 170).

Tre invertitori vengono utilizzati per realizzare un oscillatore che lavora a 240 kHz; gli altri tre provvedono a comandare il FET per piccoli segnali. La tensione media d'uscita dell'inverter si "adegua" alla tensione di alimentazione in modo tale da assicurare ai MOSFET una corretta tensione di polarizzazione di gate anche nel caso in cui la tensione di alimentazione dovesse scendere a 6 V.

A "sentire" la tensione controelettromotrice (EMF) provvedono due darlington (2N6427) che si servono per far ciò, di due zener ammortizzatori (snubber) da 20 V (1N 5250) i quali, appena compare la tensione prodotta dalla forza controelettromotrice (EMF), vengono polarizzati in senso diretto; in seguito a ciò, i darlington provvedono a "tenere a massa" il segnale di comando di inversione di marcia fintantoché la tensione EMF non sia scomparsa del tutto. Più precisamente, questi transistori terranno a massa la linea della tensione di comando del gate fino a quando il livello della tensione EMF non risulterà inferiore alla tensione-soglia base/emettitore del darlington.

Questa azione costringerà il circuito ad aspettare che il motore sia quasi completamente fermo, dopodiché verrà applicata la tensione che farà ruotare il motore in senso contrario.

Volendo tempi di risposta più brevi, basterà eliminare i darlington e colle-

Fig. 1 - Sistema di comando di un ponte che alimenta un motore in c.c. di potenza inferiore a 1 cavallo. Gli "interruttori" del ponte sono MOSFET di potenza. Il sistema è munito di un circuito che in caso di inversione di marcia provvede a bloccare i relativi impulsi di comando fino a quando il motore non si è fermato. Questo sistema permette di utilizzare MOSFET a bassa corrente.

gare a massa i loro resistori di base da 1 MΩ.

Questa variante comporterà però l'impiego di MOSFET a corrente di drain più elevata a causa dei più elevati picchi di corrente inversa che questa variante comporta.

La *figura 2* indica con molta evidenza la diversità nei picchi di corrente che si riscontra quando è in funzione (a) e quando invece non è in funzione (b) il sistema di rivelazione e di cancellazione della tensione prodotta dalla forza controelettromotrice.

In particolare, nella *figura 2a* nella quale non è in azione il sistema di rivelazione suddetto, i picchi di corrente nei MOSFET raggiungono i 50 A, e la corrispondente dissipazione è circa 140 W; nella *figura 2b*, nella quale invece era in funzione il circuito rivelatore EMF, l'intensità dei picchi è ridotta a 30 A, e la corrispondente dissipazione dei MOSFET a 14 W.

Lo zener da 16 V (IN4745B) s'incarica di limitare a 14 V la tensione che va ad alimentare l'invertitore nel caso la tensione di alimentazione del ponte dovesse andare oltre i 16 V.

Il diodo soppressore di transitori MR2530L serve invece a proteggere i MOSFET contro picchi di 28 V eventualmente presenti nella linea della tensione di alimentazione del ponte.

In questo particolare progetto, per mantenere al di sotto di 150 °C, la temperatura della giunzione dei MOSFET, occorrerà munire i transistori di adatti dissipatori di calore; questa esigenza è richiesta quando i MOSFET lavorano nelle loro peggiori condizioni di funzionamento, e cioè, con tensione di alimentazione di 16 V, temperatura ambiente di 100 °C e motore in condizione di stallo. Per fronteggiare efficacemente quest'ultima condizione e bloccare eventualmente i MOSFET, si può introdurre un sistema di rivelazione della corrente circolante nei rami del ponte.

Fig. 2 - Questi oscillogrammi dimostrano che, ritardando l'applicazione degli impulsi che farebbero ruotare il motore in senso contrario, i picchi di corrente circolanti nei MOSFET risultano notevolmente ridotti. In (a) picchi di corrente che si avrebbero in assenza del circuito che "sente" la tensione prodotta dalla forza controelettromotrice inversa; in (b) picchi di corrente con il circuito-sensore della tensione EMF in funzione.

VERTICAL	HORIZONTAL
10A/DIV	1 SEC/DIV

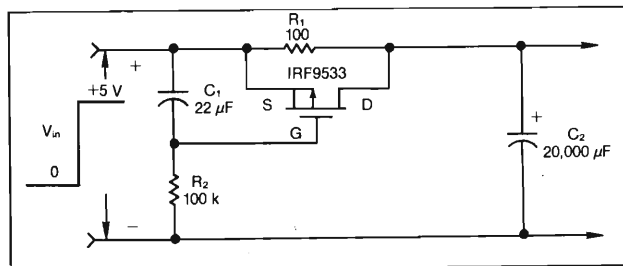
MOSFET DI POTENZA PER RALLENTARE LA CARICA DI UN CONDENSATORE DI FILTRAGGIO

(E. Design - E. Bucana)

Solitamente, per regolare la corrente di spunto di un elettrolitico facente parte di un filtro, si ricorre ad un resistore in serie. Questo sistema "sciupa" energia e non contribuisce di certo ad una perfetta stabilizzazione della tensione d'uscita del filtro.

Un sistema più elegante per risolvere questo problema è usare ancora un resistore in serie ma collegare nello stesso tempo in parallelo ad esso, un MOSFET di potenza, la cui resistenza interna possa diminuire, nel tempo, fino ad assumere valori inferiori ad 1 Ω.

All'atto della messa in funzione del circuito (turn-on), il MOSFET di potenza a canale p non può condurre in quanto il gate si trova allo stesso potenziale della source. In queste condizioni, la corrente di spunto del condensatore del filtro (C2) viene regolata dal resistore R1 da 100 Ω, il quale limita il picco iniziale della corrente di carica del condensatore al valore di 50 mA.

Fig. 1 - Per ridurre la corrente di spunto del condensatore C2, la resistenza di R1 viene abbassata da un "resistore attivo" collegato in parallelo a R1. Il resistore attivo è in questo caso un MOSFET di potenza la cui resistenza interna diminuisce velocemente nel tempo fino a valori di 1Ω. Il tempo di entrata in funzione del "resistore attivo" di by-pass di R1 è regolata dalla costante di tempo C1R2.

Man mano però che il condensatore C1 si carica, anche il gate del MOSFET diventa più negativo rispetto alla source per cui la resistenza interna $R_{DS(on)}$ del transistore collegato in parallelo a R1, diminuirà di valore col passare del tempo fino ad assumere quello caratteristico della resistenza interna del tipo IRF 9533 utilizzato in questo caso.

Il tempo che impiega il MOSFET per portarsi in piena conduzione dipende sia dalla costante di tempo della rete R1C2 che dal valore della tensione di soglia del gate di questo transistore, che ha il valore tipico di —3 V (si ricordi che al di sotto di questo valore, il MOSFET non riesce a entrare in conduzione, e per questo motivo, questo valore viene chiamata *tensione di soglia*).

L'impedenza d'ingresso del MOSFET (o resistenza d'ingresso) è, come si sa, molto elevata per cui anche la rete R2C1 potrà avere un'impedenza elevata; ciò significa in pratica che potrà essere realizzata con componenti di piccole dimensioni.

Questo valore elevato dell'impedenza d'ingresso fa inoltre sì che la costante di tempo a cui prima si è accennato, venga a dipendere, in pratica, esclusivamente dal valore assegnato al condensatore C1 e al resistore R2.

Possono darsi applicazioni in cui, in parallelo a R1, occorra sistemare una "resistenza di by-pass" di valore inferiore a quella fornita dalla resistenza interna $R_{DS(on)}$ di un solo MOSFET.

Il problema di questa "resistenza di by-pass" di R1 molto bassa viene risolto con facilità collegando in parallelo a R1 non un solo MOSFET ma più di uno senza dover apportare altri cambiamenti al circuito.

Una caratteristica particolare dei MOSFET (che non hanno i bipolari) è infatti quella di poter essere collegati direttamente in parallelo quando si desiderano correnti di drain più elevate, e di conseguenza, corrisponde valori di resistenza $R_{DS(on)}$ più bassi.

RICAVARE DUE TENSIONI BIPOLARI SIMMETRICHE DALLA TENSIONE DI UNA BATTERIA

(EK - W. Klüpfel)

Nelle apparecchiature alimentate a batteria capita molto spesso che amplificatori operazionali debbano essere alimentati con *due tensioni simmetriche*; per ottenere la seconda tensione è poco pratico ricorrere ad una seconda batteria.

Nel circuito presentato (*figura 1*), un c.i. a commutazione l'*RC 4193* (Raytheon), impiegato come convertitore in salita, è in grado di fornire le due tensioni simmetriche (positiva e negativa) richieste dagli OP-AMP del circuito dell'apparecchiatura.

Fig. 1 - Circuito con il quale è possibile ricavare dalla tensione di una batteria (V_b) due tensioni simmetriche (± V_b) di uguale valore.

Per semplificare il circuito si è tenuto presente che il corretto funzionamento degli OP-AMP dipende più che dal valore *assoluto* delle tensioni dal fatto che esse siano effettivamente *simmetriche*.

La tensione d'uscita presente sul morsetto 1 è esattamente il doppio di quella della batteria per cui, rispetto al terminale 2, si avranno sui terminali 1 e 3 tensioni simmetriche con valore identico a quello della batteria.

Quando il transistore d'uscita dell'integrato si trova bloccato, la sua tensione di collettore, a causa della presenza dell'induttanza, diventa maggiore della tensione della batteria.

Questa tensione, tramite il diodo D, andrà poi a caricare l'elettrolitico d'uscita da 100 µF. Nello stesso tempo questa stessa tensione d'uscita viene dimezzata dal partitore R1/R2 e applicata assieme a quella della batteria all'ingresso di un OP-AMP di bassa potenza che funziona da comparatore. In questo modo, eventuali variazioni delle tensioni d'uscita potranno essere compensate dal comparatore interno dell'integrato.

In questa applicazione vengono sfruttate le caratteristiche particolari di questo integrato switching, vale a dire, il suo elevato rendimento e la sua bassa dissipazione di potenza. La corrente che esso richiede dalla batteria è infatti appena 1 mA.

Le correnti fornibili da questo circuito sono dell'ordine di 50 mA, valore che, per sistemi a batteria, rappresenta un valore abbastanza elevato.

La *tensione d'ingresso* V_b (tensione della batteria) può andare da 3 V a 8 V. Se al posto del CA 3160 viene impiegato il CA 3140, le tensioni d'ingresso possono andare da 3 a 15 V ma ovviamente, anche l'assorbimento di corrente da parte dell'integrato diventa maggiore. Le tensioni d'uscita sono, come già detto, ± V_B.

INTERFACCIA SERIALE MULTIPLA RS 485/422

Con gli attuali "transceiver" integrati è possibile implementare facilmente un circuito di interfaccia che soddisfi contemporaneamente alle norme EIA RS 485 e RS 422. Questi standard consentono trasmissioni su distanze fino a 1200 m e con velocità fino a 10 Mbit/s, superando largamente le prestazioni fornite dallo standard RS 232C. Inoltre, lo standard RS 485 prevede la possibilità di una struttura a bus, consentendo di costruire una rete per trasmissione di dati semplice ed economica. Questo articolo confronta le specifiche dei diversi standard e descrive un circuito di interfaccia multipla RS 485/422.

Franco Govoni, Hans-Peter Abendroth

Le norme attuali prevedono numerosi standard per la trasmissione seriale dei dati; la *tabella 1* raccoglie le caratteristiche di alcuni di essi.

Lo standard RS 232C è senz'altro il più popolare. Esso definisce trasmissioni su distanze fino a 15 m e con velocità fino a 20 kbit/s. Questi valori sono adeguati per esempio per la trasmissione di dati fra un personal computer e una stampante, ma non certamente per collegamenti fra computer o per le esigenze poste dall'automazione dei processi industriali.

Lo standard RS 423 fissa distanze fino a 1200 m e velocità di trasmissione fino a 100 kbit/s.

Entrambi questi standard prevedono portante fisico sbilanciato.

Lo standard RS 422 specifica distanze fino a 1200 m e velocità di trasmissione fino a 10 Mbit/s.

Lo standard RS 485 indica i valori identici; in aggiunta prevede funzionamento a bus fino a 32 partecipanti.

Questi due ultimi standard specificano l'uso di un portante fisico bilanciato.

La *figura 1* presenta la relazione fra la velocità di trasmissione e la massima lunghezza del collegamento per gli standard elencati.

Vantaggi degli standard RS 422 e RS 485

Gli standard RS 422 e RS 485 stanno acquistando interesse crescente, specialmente nell'area dell'automazione industriale, per una serie di vantaggi che essi comportano.

L'uso del portante fisico bilanciato consente una elevata immunità ai disturbi; accoppiamenti attraverso i con-

Fig. 1 - Relazione fra la massima distanza e la velocità di trasmissione per i vari standard.

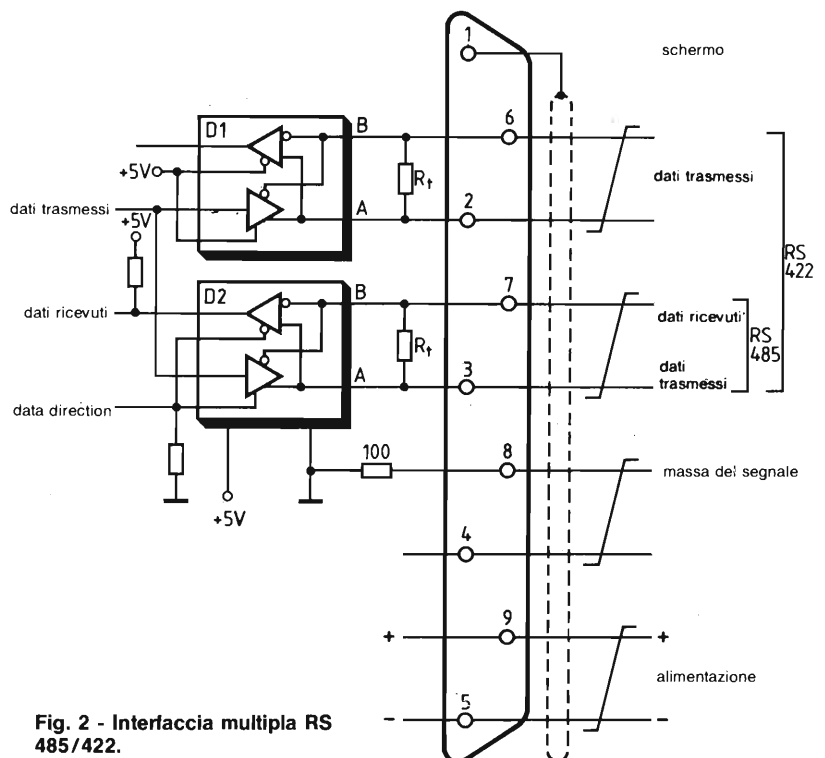
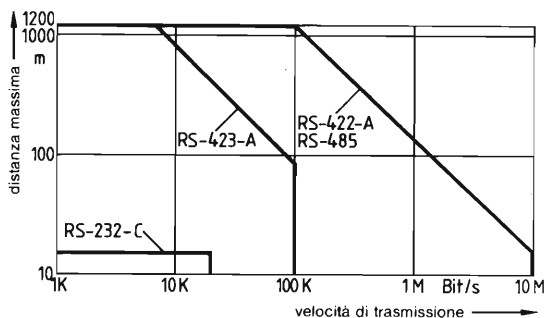



Fig. 2 - Interfaccia multipla RS 485/422.

Tabella 1 - Confronto fra i vari standard.

	RS-232-C	RS-423-A	RS-422-A	RS 485
Portante fisico	Sbilanciato	Sbilanciato	Bilanciato	Bilanciato
Numero dei trasmettitori	1	1	1	32
Numero dei ricevitori	1	10	10	32
Massima distanza	15 m	1200 m	1200 m	1200 m
Massima velocità	20 kBit/s	100 kBit/s	10 MBit/s	10 Mbit/s
Massima tensione all'uscita dei driver di linea	± 25 V	± 6 V	− 0,25 ... 6 V	− 7 ... 12 V
Tensione di uscita dei driver: senza carico	± 15 V	± 6 V	± 5 V	± 5 V
con carico	± 5 V	± 3,6 V	± 2 V	± 1,5 V
Carico con i driver	3 ... 7 kΩ	min 450 Ω	100 Ω	54 Ω
Ricevitori: tensione di ingresso	± 15 V	± 12 V	± 7 V	− 7 ... 12 V
sensibilità	± 3 V	± 200 mV	± 200 mV	± 200 mV
resistenza	3 ... 7 kΩ	4 kΩ	4 kΩ	12 kΩ

Fig. 3 - Diagramma temporale relativo alla trasmissione bidirezionale dei dati.

duttori di massa in questo caso non hanno alcuna influenza sul segnale. Come portante fisico per la trasmissione può bastare una coppia di conduttori ritorti; schermando la coppia, si può ottenere un tasso di errore estremamente basso.

Inoltre, la velocità di trasmissione più elevata consente una gestione complessiva più efficiente.

L'alimentazione del circuito di interfaccia può limitarsi ad impiegare la sola tensione + 5 V, anziché le tensioni + 12 V, − 12 V, + 5 V come in una ordinaria interfaccia RS 232C. Questo elimina la necessità di convertitori DC/DC e riduce l'assorbimento complessivo di corrente.

A tutto questo, lo tandard RS 485 aggiunge indubbiamente il vantaggio principale, ossia la possibilità di supportare una struttura a bus. Si possono collegare con una linea comune fino a 32 partecipanti. In questo modo si riesce a realizzare una rete semplice ed economica che può costituire un'alternativa alle potenti ma costose LAN (Local Area Network), come per esempio la IEEE 802.3 (CSMA/CD-Ethernet), IEEE 802.4 (Token Passing), DIN 19241 (PDV), IEC SC65A/WG6 (Proway). La rete in RS 485 può anche essere concepita come rete locale di alleggerimento, collegata ad una di queste LAN mediante una unità di accoppiamento.

Come per lo standar RS 232C, anche per gli standard RS 422 e RS 485 sono stati sviluppati trasmettitori o drive di linea e ricevitori ("transceiver") in forma di circuiti integrati.

Attualmente sono disponibili i transceiver Texas SN 75156A e National Semiconductor DS 3695. Poiché le specifiche dei due standard risultano compatibili, questi transceiver possono essere usati indifferentemente per entrambi.

Interfaccia multipla RS 485/422

La compatibilità degli standard RS 485 e RS 422 consente la realizzazione di una interfaccia multipla RS 485/422; questo tipo di interfaccia appare per esempio nella nuova linea di unità programmabili SUCOS PS 30 della Kloeckner-Moeller.

Ricorrendo a transceiver integrati, l'impegno hardware risulta estremamente limitato; la *figura 2* presenta l'esempio proposto.

Per implementare lo standard RS 485, è sufficiente il solo circuito integrato D2, connesso alla coppia di linee bilanciata che costituisce il bus (pin 3 e 7 del connettore). Un segnale binario consente di invertire il senso della trasmissione; esso può essere ricavato dall'UART, per esempio può essere il segnale DTR (DATA TERMINAL READY), che è sotto il controllo del software.

La *figura 3* mostra l'andamento nel tempo dei segnali dell'interfaccia.

Per implementare lo standard RS 422 si può utilizzare di nuovo solo il circuito integrato D2 e le linee 3 e 7 se è sufficiente una trasmissione in "half-duplex": in questo caso i due partecipanti al colloquio utilizzano le stesse linee alternativamente per ricevere e per trasmettere.

Se invece è necessario implementare una struttura "full-duplex", allora è necessario anche il circuito integrato D1. In tal caso, D1 viene utilizzato come *trasmettitore*; D2 viene utilizzato come *ricevitore*; a questo scopo il suo ingresso "data direction" viene posto ad un livello basso fisso, mediante una linea di ucita dell'UART sotto controllo software, oppure mediante collegamento a massa attraverso una resistenza di pull-down".

In questo modo è assicurata la compatibilità fra i due standard; per questa interfaccia combinata è sufficiente un connettore con nove pin come riportato nelle specifiche meccaniche di RS 449. ■

SILENZIO ASSOLUTO DURANTE LE PAUSE DI UN BRANO MUSICALE

Ruediger Kloechner

I disturbi ed il rumore, che si manifestano durante le pause della musica riprodotta, possono essere eliminati mediante il circuito presentato in questo articolo, che potrà essere utile, per molteplici utilizzazioni, agli appassionati di musica e di registrazione su nastro

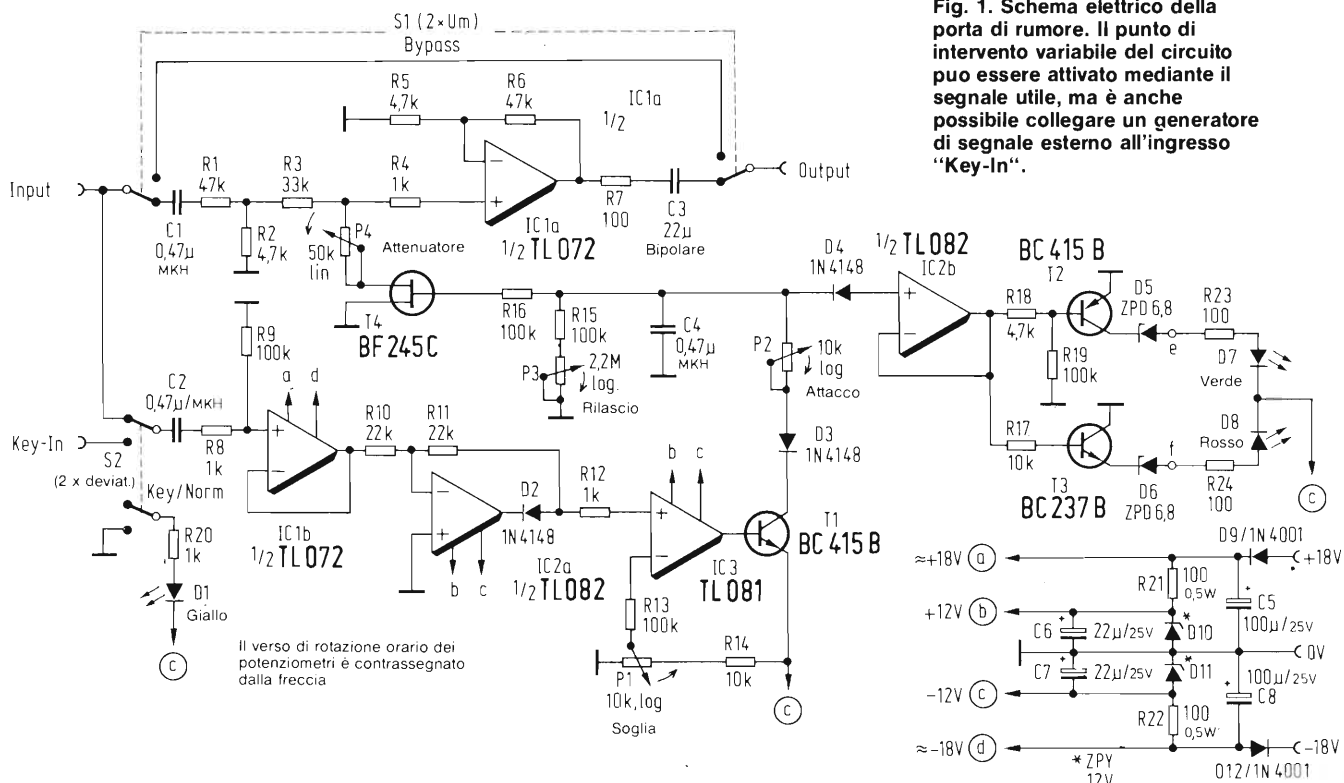
Una porta di rumore serve ad eliminare i segnali di disturbo (fruscio, ronzio, crepitio, eccetera), che possono essere uditi soprattutto nelle pause del segnale utile. Contrariamente a quanto avviene con il sistema DNL che, quando il segnale è debole, attenua i toni alti del segnale complessivo (per diminuire il fruscio), la porta di rumore agisce sull'intera banda di frequenza: se il livello complessivo del segnale supera un determinato valore di soglia, la porta viene aperta; se il livello è inferiore a questa soglia, la porta rimane chiusa. Le porte di rumore vengono prevalentemente impiegate nella tecnica di studio e durante le riprese dirette in scena. Altri esempi di applicazioni pratiche verranno descritti in un paragrafo successivo.

Il circuito elettronico non è molto complicato, come è possibile osservare in *figura 1*. Immediatamente dopo l'ingresso, il percorso del segnale si suddivide in due diramazioni: la parte principale del segnale a bassa frequenza, che passa attraverso IC1a, e quella diretta alla sezione di pilotaggio (IC1b, IC2).

Verrà descritta per prima la sezione di pilotaggio, che potrà essere pilotata anche separatamente, tramite un ingresso supplementare (ingresso "key"). Il segnale di pilotaggio attraversa il convertitore d'impedenza IC1b e viene successivamente rettificato (IC2a). All'uscita del rettificatore sarà perciò disponibile una tensione continua negativa pulsante che verrà confrontata, nel comparatore IC3, con la tensione continua applicata tramite R13 (regolabile da 0 a -6 V).

Suddivisione tra percorso di segnale e percorso di pilotaggio

Se il livello della tensione su R12 è superiore a quello della tensione regolata con P1, l'uscita del comparatore commuta da +12 V a −12 V, provocando l'interdizione di T1. Poichè questo

Fig. 1. Schema elettrico della porta di rumore. Il punto di intervento variabile del circuito puo essere attivato mediante il segnale utile, ma è anche possibile collegare un generatore di segnale esterno all'ingresso "Key-In".

ELENCO DEI COMPONENTI PER LA PORTA DI RUMORE

Resistori da 0,1 W:	
R7, R23, R24	100 Ω
R4, R8, R12, R20	1 kΩ
R2, R5, R18	4,7 kΩ
R14, R17	10 kΩ
R10, R11	22 kΩ
R3	33 kΩ
R1, R6	47 kΩ
R9, R13, R15, R16, R19	100 kΩ
Resistori da 0,5 W:	
R21, R22	100 Ω
Potenziometri, alberino da 4 mm:	
P1, P2	10 kΩ, log.
P3	2,2 MΩ, log.
P4	50 kΩ, lin.
Condensatori:	
C1, C2, C4	0,47 μF, policarbon.
C3	22 μF, bipolare
C5, C8	100 μF/25 V
C6, C7	22 μF/25 V
Semiconduttori:	
D1	LED giallo
D2...D4	1N4148
D5, D6	ZPD 6,8 V
D7	LED verde
D8	LED rosso
D9, D12	1N4001
D10, D11	ZPY 12 V/1,3 W
IC1	TL072
IC2	TL082
IC3	TL081
T1, T2	BC415B
T3	BC237B
T4	BF245C

NOISE—GATE

Fig. 2. Circuito stampato principale e pannello frontale, sul quale dovranno essere montati i LED ed i potenziometri

componente ha una bassa resistenza interna, C4 potrà caricarsi molto rapidamente ad una tensione negativa, tramite D3. Quanto maggiore sarà il valore resistivo predisposto mediante P2, tanto più lungo sarà il tempo necessario per caricare C4 (regolazione Attack, cioè della parte iniziale dell'azione del circuito). La tensione negativa di C4 interdice, tramite R16, il FET T4.

Quando la tensione ai capi di R12 scende al di sotto del livello di soglia predisposto con P1, il comparatore blocca T1 e C4 si scarica tramite R15 e P3. Il valore resistivo, predisposto con P3, determina pertanto l'intervallo tra la commutazione del comparatore, e l'interdizione di T4.

A seconda dello stato di T4, il segnale a bassa frequenza raggiunge perciò l'ingresso di IC1a, oppure viene cortocircuitato a massa. Quando P4 (attenuatore) sarà regolato al finecorsa sinistro, la porta chiuderà completamente; in corrispondenza al finecorsa destro, verrà lasciato passare, anche quando la porta è "chiusa", circa il 50% del livello dei segnali.

S1 esclude l'intera porta di rumore (bypass); il commutatore S2 attiva l'ingresso per il segnale di commutazione esterno (key-input); in questa condizione, lo stato della porta non viene più determinato dal segnale a bassa frequenza d'ingresso, ma da un qualsiasi altro segnale. Il funzionamento in modo key viene segnalato dall'accensione del LED giallo D1.

Un'altra quota della tensione di pilotaggio del FET T4 viene prelevata, tramite D4, per poter sempre controllare visivamente la condizione istantanea della porta di rumore. Un convertitore di impedenza fa sì che C4 non venga caricato dalla corrente di accensione dei LED. Se viene applicata a C4 una tensione negativa, T2 passa in conduzione, e si accende il LED verde (D7): la

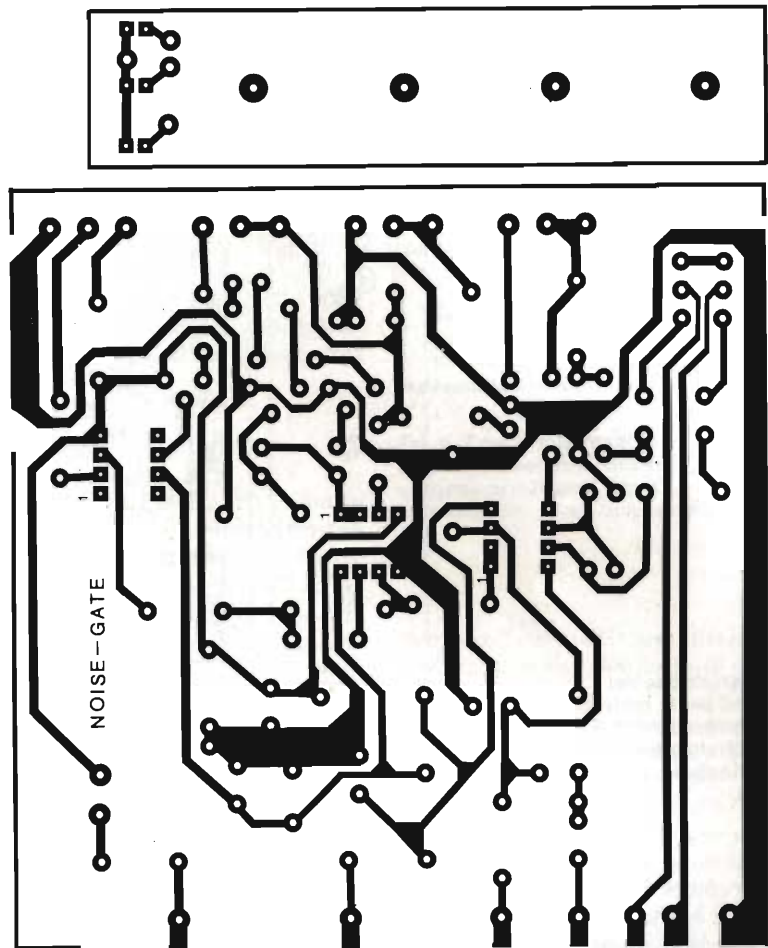



Fig. 3. Disegno in sezione per il montaggio dei potenziometri, che dovranno essere collegati anche al pannello frontale.

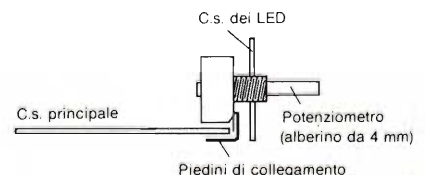
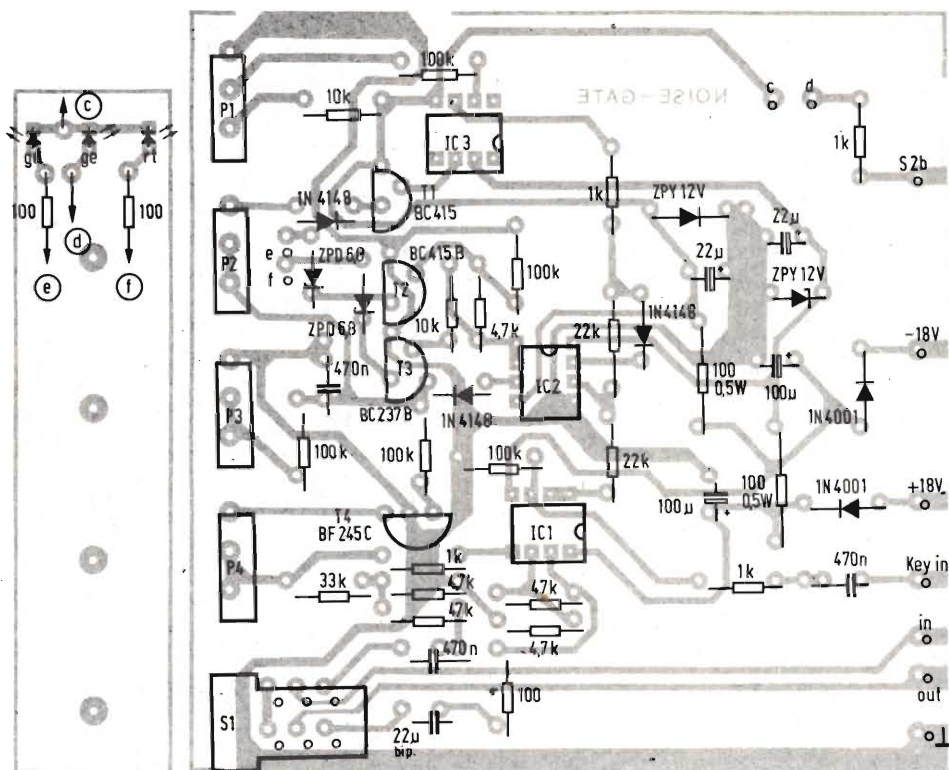



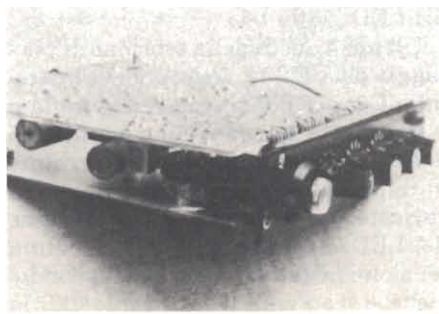
Fig. 4. Disposizione dei componenti per la porta di rumore. I potenziometri P1...P4 verranno direttamente saldati alla basetta principale, come illustrato in figura 3.

porta di rumore è aperta. Quando C4 è scarico, T2 è interdetto e si accende il LED rosso: la porta di rumore è chiusa. I due LED vengono pilotati tramite diodi zener, in modo che non possano accendersi contemporaneamente nelle fasi di transizione.

L'alimentazione delle sezioni di pilotaggio (IC2, IC3, T1...T3) è disaccoppiata rispetto all'amplificatore di bassa frequenza (IC1), affinchè i picchi di disturbo prodotti dalla commutazione del comparatore non possano essere trasferiti all'amplificatore di bassa frequenza. Per lo stesso motivo, è stato scelto per il comparatore un semplice amplificatore operazionale. I diodi D9 e D12 servono a proteggere il circuito contro l'inversione di polarità.

Il potenziometro di rilascio (P3) dovrà avere preferibilmente un valore di 4,7 MΩ, con alberino del diametro di 4 mm: in questo modo, il campo di regolazione verrà ampliato (100 ms...circa 5 s).

Questo dispositivo dovrà essere montato sul circuito stampato illustrato in *figura 2*.

Il piccolo circuito stampato per i LED serve anche come piastra per il montaggio dei potenziometri. I loro piedini di collegamento dovranno essere dapprima piegati a 90 gradi verso il lato posteriore, e poi saldati al circuito stampato principale, secondo quanto indicato in *figura 3*, iniziando dal contatto centrale. Successivamente, i potenziometri dovranno essere fissati nella corretta posizione, alla piccola basetta dei LED (*figura 4*), mediante i loro dadi. Ora potranno essere saldati i restanti contatti dei potenziometri.

Fig. 5. Porta di rumore inserita in un cassetto estraibile per un rack da 19 pollici.

Inserimento del circuito in un cassetto estraibile

L'intera unità della porta di rumore potrà ora essere inserita in un piccolo cassetto estraibile, secondo la disposizione illustrata in *figura 5*. Il cassetto, costruito con un lamierino piegato, potrà essere a sua volta inserito in un rack normalizzato da 19 pollici, che occupa 3 moduli normalizzati di altezza. Il pannello anteriore ed il pannello posteriore, in lamiera di alluminio spessa 2 mm, dovranno avere le dimensioni di 25 x 128 mm.

Eliminazione dei disturbi nelle pause della musica

L'alimentatore per questo circuito dovrà essere equipaggiato con i regolatori di tensione 7818/7918, in grado di erogare una tensione ben filtrata ed una corrente di 55 mA per ciascuna porta di rumore collegata. Nel rack da 19 pollici potranno essere montate 15

di queste unità, tutte collegate al medesimo alimentatore.

L'impiego originale e più importante della porta di rumore è quello di "interruttore" automatico per escludere i disturbi. Per ottenere questo scopo, il dispositivo dovrà essere predisposto nel modo normale, cioè con l'ingresso "key" inutilizzato e con il segnale semplicemente collegato all'ingresso "Input". Il segnale risultante verrà prelevato dall'uscita "Output".

Supponiamo che il segnale consista in una musica con forte rumore, e che quest'ultimo debba essere eliminato durante le pause: per prima cosa, i tempi di attacco e di rilascio dovranno essere regolati al massimo (finecorsa destro), e poi dovrà essere regolato il livello di soglia, in modo da ottenere la separazione desiderata tra rumore e segnale musicale. Se la porta di rumore "assorbe" parte del segnale musicale, sarà necessario abbassare la soglia oppure, soprattutto per i segnali provenienti da strumenti a percussione, diminuire i tempi di attacco.

Se il tempo di attacco è troppo breve, l'inizio del segnale musicale verrà bruscamente tagliato. Questi fronti di segnale in rapida salita (curva in basso in *figura 6*) produrranno un elevato contenuto di armoniche, che si manifesteranno in forma di crepitio quando avviene la commutazione. Questi crepitii potranno essere eliminati in diverse maniere: diminuendo la soglia di commutazione, aumentando il tempo di attacco, diminuendo l'attenuazione (ruotare il regolatore in senso orario), oppure combinando queste regolazioni. Il regolatore di attenuazione effettuerà, ruotando verso destra, una minore attenuazione del segnale a commutatore chiuso, cioè il dispositivo antirumore non chiuderà più del tutto, perchè la chiusura totale non è sempre necessaria per sopprimere il fruscio ed il ronzio.

Quando il dispositivo funziona nel modo "key", sono possibili anche altre interessanti applicazioni speciali:

* Registrazione del suono di strumenti a percussione:

Per ottenere un suono pulito ed armonioso dalla batteria, è di regola necessario "prelevare" il suono mediante 4...7 microfoni. Questo sistema ha però lo svantaggio che il microfono di uno degli strumenti rileva anche il suono degli altri tamburi. La purezza sonora ottimale viene perciò raggiunta solo quando ciascun microfono rileva esclusivamente il suono dello strumento al quale è collegato. Questo risultato potrà essere ottenuto mediante una porta di rumore: un segnale, per esempio quello del tamburino, passa attraverso l'ingresso / uscita di segnale, ma nella funzione "Key", il circuito viene attivato da un microfono a contatto collegato al tamburino. Perchè la porta di rumore funzioni bene in questa applicazione, sono necessari tempi di attacco e di rilascio molto brevi.

* Eliminazione del fruscio:

Nel caso dei dispositivi di eco o ritardo elettronici, la porta di rumore viene collegata alla loro uscita, mentre l'ingresso "Key" è attivato dal segnale d'ingresso del circuito di eco: si ottiene così un tempo di attacco "negativo", poichè la porta di rumore viene aperta prima che il segnale d'uscita del circuito di eco giunga al suo ingresso. Verranno in tal modo eliminati i crepitii di commutazione o la perdita di parti del segnale. In questo caso, sarà il regolatore di rilascio a determinare le ripetizioni dell'eco.

* Con la porta di rumore è possibile anche rimediare ad una mancanza di senso del ritmo da parte di contrabbassisti e suonatori di strumenti a tastiera, applicando all'ingresso "Key" un segnale di sincronizzazione (proveniente, per esempio, dal tamburino), anche se non è certamente un metodo molto "onesto". In questo modo è possibile "sincronizzare" anche complessi a fiato, in quanto il microfono di ciascun strumento a fiato riceverà il suo segnale "key" dalla prima tromba.

Comandi dell'apparecchio

LED: Il LED rosso (D8) indica la condizione in cui la porta di rumore è chiusa, mentre il LED verde (D7) significa "porta aperta". Il LED giallo (D1) indica che la porta di rumore è predisposta per la funzione "Key", cioè deve venir attivata da un segnale esterno.

Soglia: regola il livello di soglia della porta di rumore (campo di regolazione:

1 mV...6 V = -40...+18 dBm)

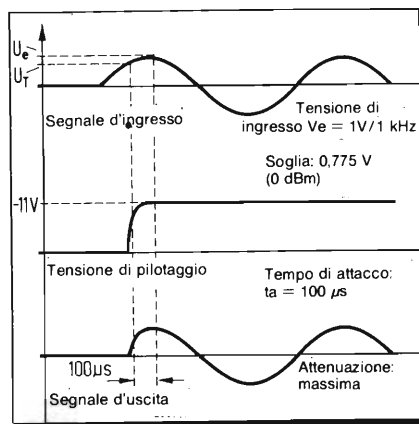



Fig. 6. Così si manifestano i crepitii di inserzione, quando vengono predisposti, con i potenziometri, tempi non corretti.

Attacco: Tempo di intervento della porta di rumore, regolabile da 10 μs a 5 ms.

Rilascio: tempo di disattivazione della porta di rumore, regolabile da 100 ms a 2,4 s.

Attenuazione: livello d'uscita quando il circuito è escluso (campo di regolazione: -40...-6 dB)

Bypass: commutatore che serve ad escludere l'intero circuito della porta di rumore.

Presa d'ingresso: qui viene collegato il segnale di bassa frequenza da elaborare (resistenza d'ingresso: 50 kΩ)

Presa Key-In: ingresso di trigger esterno (resistenza d'ingresso: 100 kΩ)

Presa d'uscita: qui viene prelevato il segnale d'uscita (impedenza d'uscita: 250 Ω.

Commutatore "Key/Norm": nella posizione "key", viene attivato l'ingresso "Key". Questo tipo di funzionamento viene contemporaneamente indicato dall'accensione del LED giallo sul pannello frontale. Se il dispositivo deve essere attivato dal segnale d'ingresso, questo commutatore dovrà essere portato in posizione "Norm". ■

ALIMENTATORE A REGOLAZIONE DIGITALE, CON TENSIONE MASSIMA DI 29,9 V E RISOLUZIONE DI 0,1 V

Michael Arnoldt

I generatori di tensione a regolazione digitale sono di solito costruiti mediante convertitori D/A e reti resistive R-2R. Alcune versioni sono relativamente economiche, ma non sono facili da regolare. Un'alternativa maggiormente favorevole all'utente è costituita dai cosiddetti "moltiplicatori a sequenza di impulsi", un esempio dei quali è descritto in questo articolo.

Per poter regolare agevolmente il livello d'uscita di un generatore di tensione, mediante commutatori BCD, sarà opportuno utilizzare i cosiddetti "moltiplicatori a sequenza d'impulsi binari" (BRM = Binary Rate Multiplier) o "moltiplicatori a sequenza di impulsi BCD" (BCD RM = BCD Rate Multiplier). La più importante caratteristica di questi circuiti integrati è quella di emettere un numero Na di impulsi d'uscita, con frequenza uguale a quella di clock, uguale a quello predisposto con i commutatori BCD (Ne). Poichè questi componenti possono essere facilmente collegati in cascata, è teoricamente possibile aumentare all'infinito la risoluzione. C'è però un limite alla risoluzione possibile, perchè gli impulsi vengono integrati; l'impegno necessario per filtrare l'ondulazione residua diverrebbe in questo caso insostenibile. E' stato perciò previsto un commutatore BCD a tre posizioni, che permette una risoluzione di 0,1 V.

Il valore medio della tensione corrisponde alla parola di dati all'ingresso

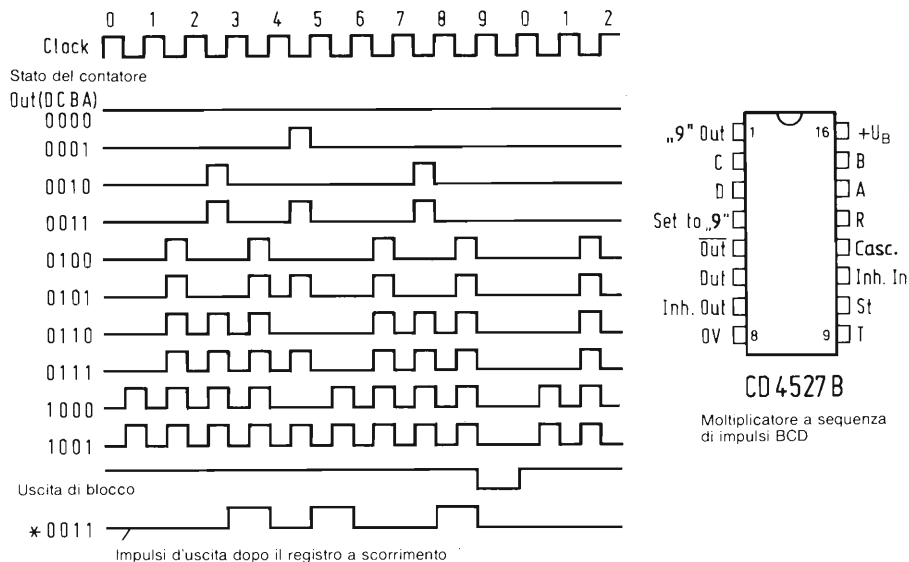
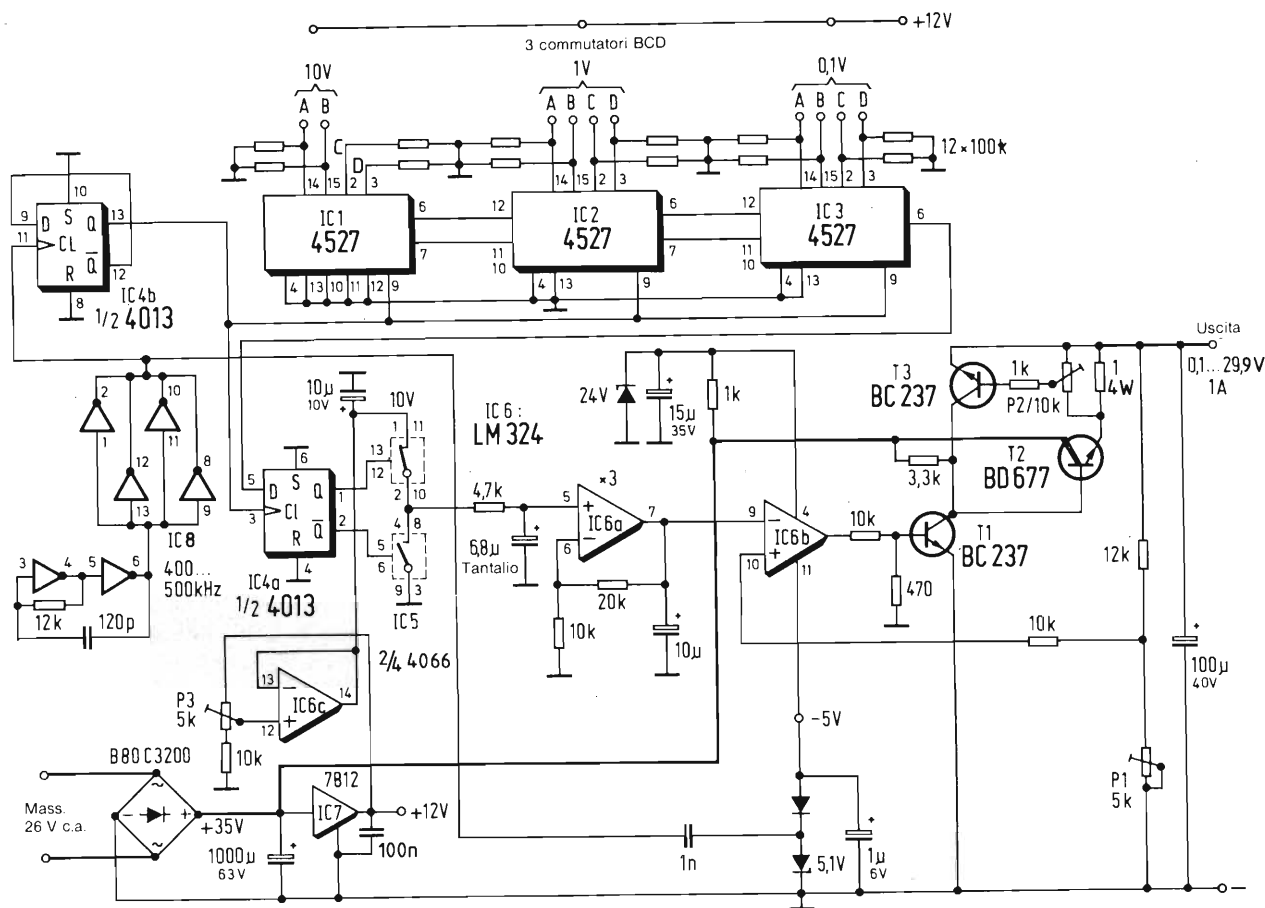
I componenti BRM distinguono 2 alla quarta, ovvero 16 stati, mentre i componenti BCD-RM ne distinguono 10. Questi ultimi sono stati scelti per questo circuito regolatore digitale, perchè permettono di predisporre i valori con numeri decimali, senza dover prima convertire i valori binari in decimali. Il valore medio della tensione all'uscita è proporzionale alla parola di dati X, predisposta con il commutatore. Vale anche la relazione:

$$Na = X \cdot Ne$$

Questa formula spiega perchè il circuito risultante si chiama "moltiplicatore".

Nel diagramma di *figura 1* è illustrato il modo in cui funziona un BCD-RM, per esempio il componente 4527, impiegato in questo alimentatore. La parola di dati X viene applicata tramite i quattro ingressi dei dati A, B, C e D. Un contatore BCD a 4 bit, sincronizzato dal segnale di clock T, conta da 0 a 9. Poichè è stato predisposto un collegamento logico interno tra le uscite del contatore e gli ingressi dei dati, appare

Fig. 1. Il diagramma degli impulsi del CD4527 mostra come vengono elaborati i segnali per la regolazione digitale della tensione d'uscita. In basso è illustrata, come esempio, una configurazione di impulsi che può apparire all'uscita del registro a scorrimento. Le durate degli impulsi sono raddoppiate.

Fig. 2. Schema di alimentatore con regolazione digitale della tensione d'uscita, a passi di 0,1 V, con un valore massimo di 29,9 V.

all'uscita un numero di impulsi corrispondente alla parola di dati X.

Se viene predisposto, per esempio, il valore di 15,3 V, usciranno 153 impulsi, alla cadenza del segnale di clock che, nel medesimo intervallo comprende 1000 impulsi. Integrando questi impulsi, si ottiene, se la tensione di alimentazione è di 10 V, un livello di 76,5 mV. Mediante un registro a scorrimento (IC4a di *figura 2*), la durata degli impulsi viene raddoppiata, e perciò il livello finale della tensione sarà di 153 mV.

Le uscite Q e Q del registro a scorrimento pilotano l'interruttore analogico IC5. Il terminale "superiore" è collegato alla tensione di riferimento (10,00 V). Il condensatore al tantalio viene caricato, tramite il resistore da 4,7 kΩ, durante la fase in cui l'uscita Q di IC4a ha il livello alto, e viene scaricato durante la fase in cui questa uscita ha il livello basso. Ai capi del condensatore si svilupperà una tensione di 153 mV. Il successivo amplificatore operazionale IC6b amplifica questo livello di un fattore 3. Gli errori di offset dell'amplificatore operazionale vengono ridotti del medesimo fattore.

Secondo questo concetto circuitale, la tensione massima regolata potrebbe arrivare ad 80 V, per quanto IC6 funzioni soltanto con una tensione di –5 V/+ 24 V. Se viene predisposta, mediante i commutatori BCD, la tensione di 80 V, verranno prodotti 800 impulsi, che faranno apparire all'ingresso del filtro passa-basso, una tensione di 8 V. Poichè il guadagno di IC6a è uguale a 3, vengono prodotti 24 V (cioè la tensione di alimentazione positiva massima). Il livello di 80 V potrà essere raggiunto soltanto quando lo stadio finale sarà alimentato separatamente dagli altri circuiti, con una tensione maggiore. Occorre però fare attenzione al fatto che i transistori finali hanno un'elevata potenza di perdita alle tensioni più basse. Con i valori dei componenti indicati sullo schema di *figura 2* è possibile erogare una corrente d'uscita di almeno 1 A.

Il commutatore BCD ed i relativi collegamenti (*figura 2*) sono predisposti in modo che la tensione d'uscita possa essere regolata fino a 29,9 V, con gradini di 0,1 V. Poichè la tensione all'uscita dell'LM324 può arrivare ad un massimo di 24 V, a causa delle limitazioni dell'alimentazione, lo stadio finale dovrebbe essere alimentato tramite un regolatore di corrente. IC6b fornisce la corrente di base per il transistore pilota T1, con il quale viene ottenuta, tramite T2, la giusta tensione d'uscita, il cui valore viene regolato mediante P1.

Stadio finale con regolazione e limitazione della corrente

La limitazione della tensione d'uscita a 30 V esatti è prevista anche per il motivo che la massima tensione d'ingresso ammissibile per il regolatore

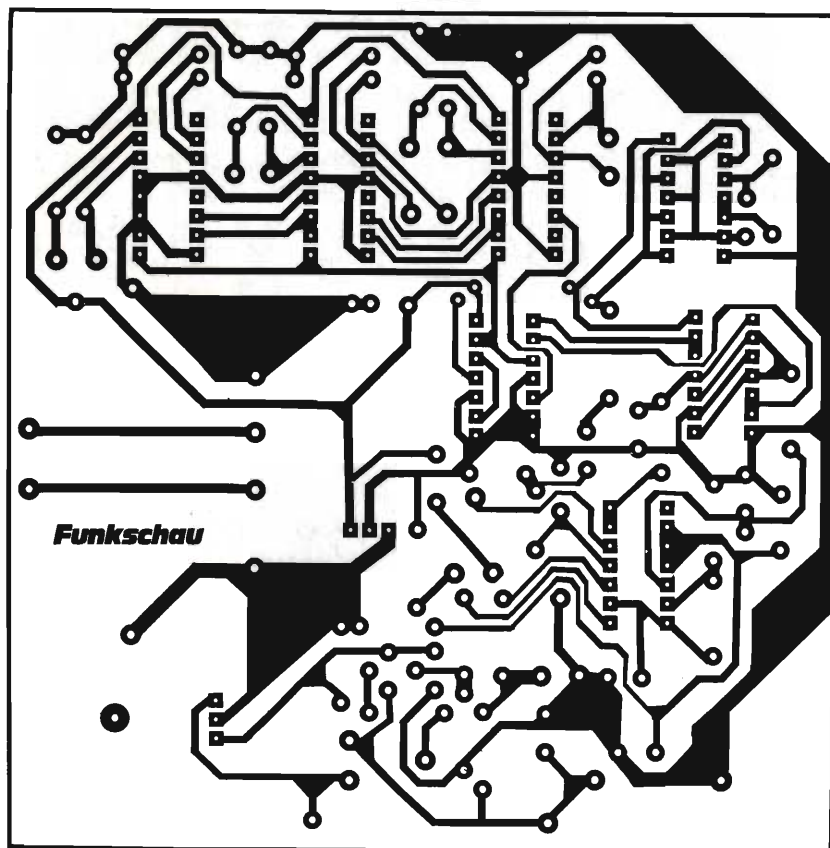



Fig. 3. Piste di rame del circuito stampato dell'alimentatore.

7812 è di soli 35 V. Altrimenti sarebbe necessario un diverso trasformatore.

Tramite il resistore di carico da 1 Ω, collegato all'emettitore di T2, viene misurata la caduta di tensione. Con il trimmer P2 collegato a T3 può essere regolato il punto di intervento del limitatore di corrente.

Le funzioni delle parti del circuito non ancora spiegate sono facilmente intuibili: Gli invertitori di IC8 formano un oscillatore di clock, che produce una frequenza di 400...500 kHz: il valore preciso di questa frequenza non è critico. I quattro invertitori di IC8, collegati in parallelo, servono, unitamente alla combinazione diodi - condensatore, a produrre la tensione di alimentazione negativa di -5 V per il circuito integrato LM324. IC4b divide per due la frequenza di clock per il BCD-RM.

Poichè gli interruttori analogici, che sono stati inseriti per formare il valore medio, necessitano di una tensione di 10 V, questa viene prodotta mediante l'amplificatore operazionale IC6c dell'LM324 ed il trimmer P3.

L'alimentatore potrà essere montato sul circuito stampato di *figura 3*, che contiene tutti i componenti, eccettuati il trasformatore ed il commutatore BCD, come illustrato dallo schema della disposizione dei componenti (*figura 4*). Il transistore finale BD677 (Darlington) è munito di un dissipatore termico, anch'esso fissato, mediante viti, al circuito stampato. Grazie a questo dissipatore, il carico d'uscita potrà arrivare ad un massimo di 1 A. Questo alimentatore sarà molto utile in laboratorio. ■

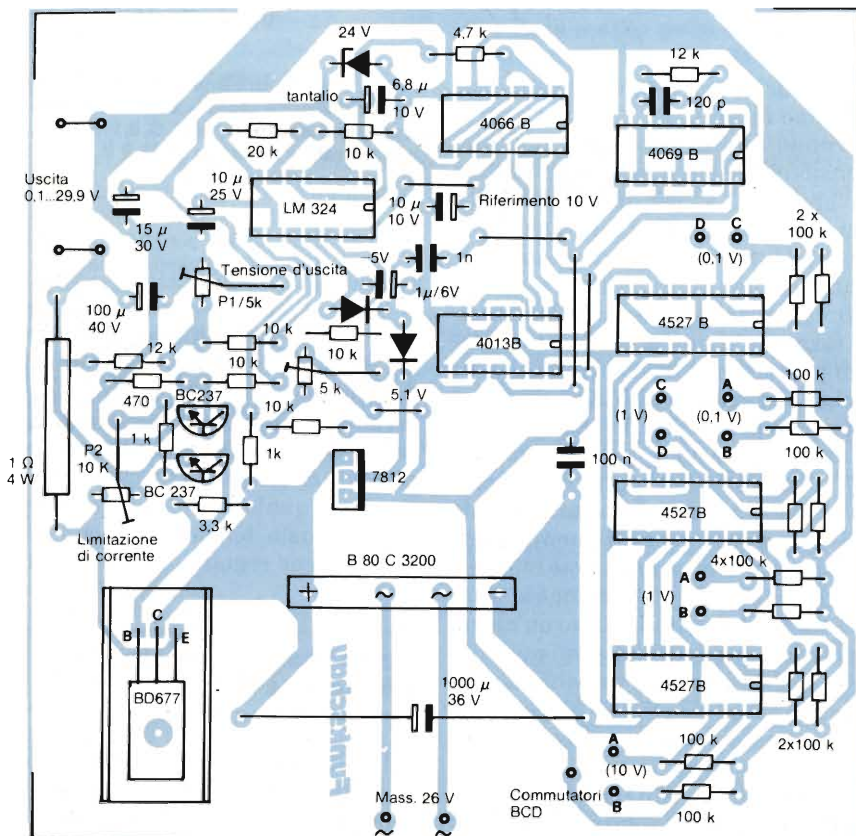
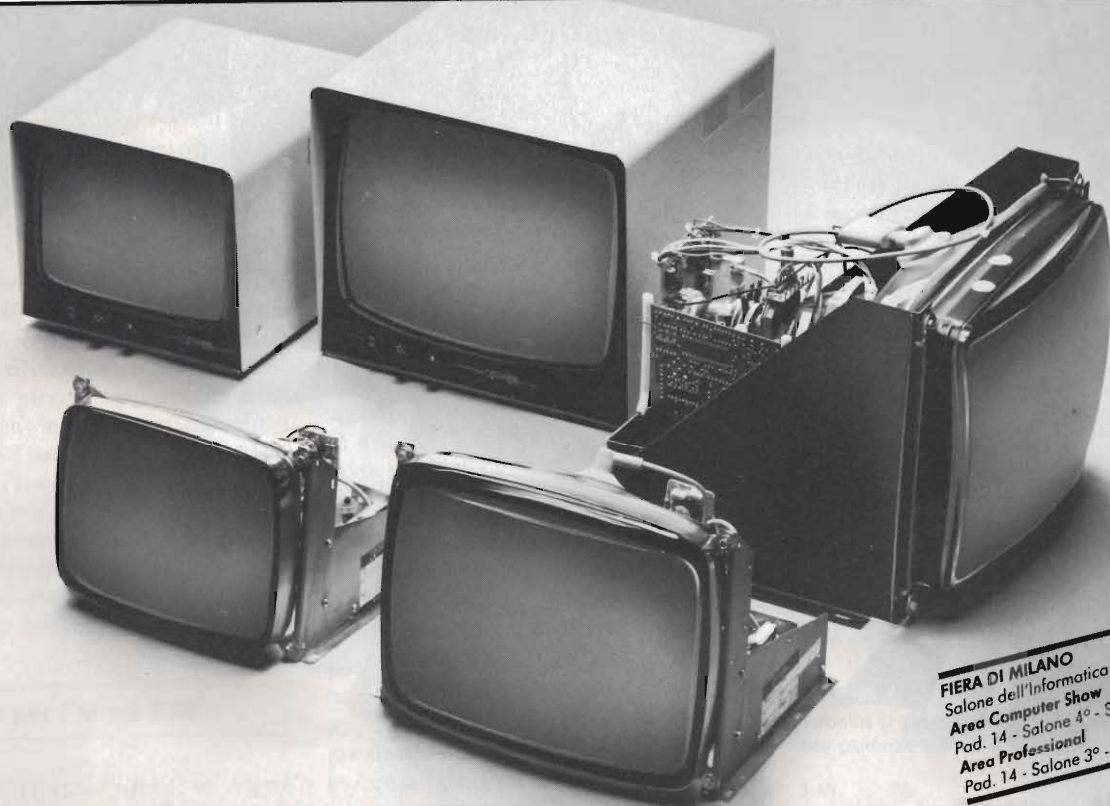



Fig. 4. Disposizione dei componenti, che saranno tutti montati sul circuito stampato, eccettuati i commutatori BCD ed il trasformatore.

Cabel. Monitor professionali.

A un prezzo da amatore.

FIERA DI MILANO
Salone dell'Informatica 19-23/4/85
Area Computer Show
Pad. 14 - Salone 4° - Stand "Y"
Area Professional
Pad. 14 - Salone 3° - Corsia G - Stand G/15

Con il crescente utilizzo dell'elettronica in ogni attività, aumenta sempre più l'importanza dei video. Chi ne fa un uso sistematico, dal TVCC per il controllo d'interni al monitoraggio per apparecchiature elettromedicali, ha bisogno di video altamente professionali. Come i Cabel.
Noti ormai in tutta Europa, i monitor open frame Cabel sono progettati e realizzati espressamente per l'industria e gli OEM: affidabili e avanzati, ma ad un prezzo estremamente contenuto. A colori e monocromatici, i monitor open frame Cabel sono disponibili in diverse versioni, così come i monitor MC 3700: collegabili a tutti gli home e personal computer, per garantire le migliori prestazioni in ogni applicazione.
***Caratteristiche tecniche** - Ingressi TTL e videocompositi. Risoluzione da 420 a 800 PIXEL. Banda passante da 7 a 30 MHz. Scansione orizzontale da 15,625 a 32 KHz. Scansione verticale 50/60 Hz.*

Per informazioni indicare **Rif. P 29** sul tagliando *24035 CURNO (Bergamo) - tel. 035/612103*

Personal monitor professionali.

FRIULI VENEZIA GIULIA
FORNIRAD (Trieste)
040/572106

VENETO
AUDIO PHILE
(Mogliano V.)
041/450561

LOMBARDIA
BRESCIANI Amedeo
Via A. Stopponi, 34
20128 MILANO - 02/2043459

TECHNEX s.r.l.
Via Teocrito, 46
20128 MILANO - 02/2575315

PIEMONTE
SELCOM (Torino)
011/543850

LIGURIA
R e R ELECTRONICS s.r.l.
Via F.lli Canepa, 94
16010 SERRA RICCO' (GE)
010/750729 - 750866
TLX 216530 COGE I

EMILIA - MARCHE
ONDAELLE s.n.c.
Via Faccini, 4
40128 BOLOGNA
051/373513 - 359649

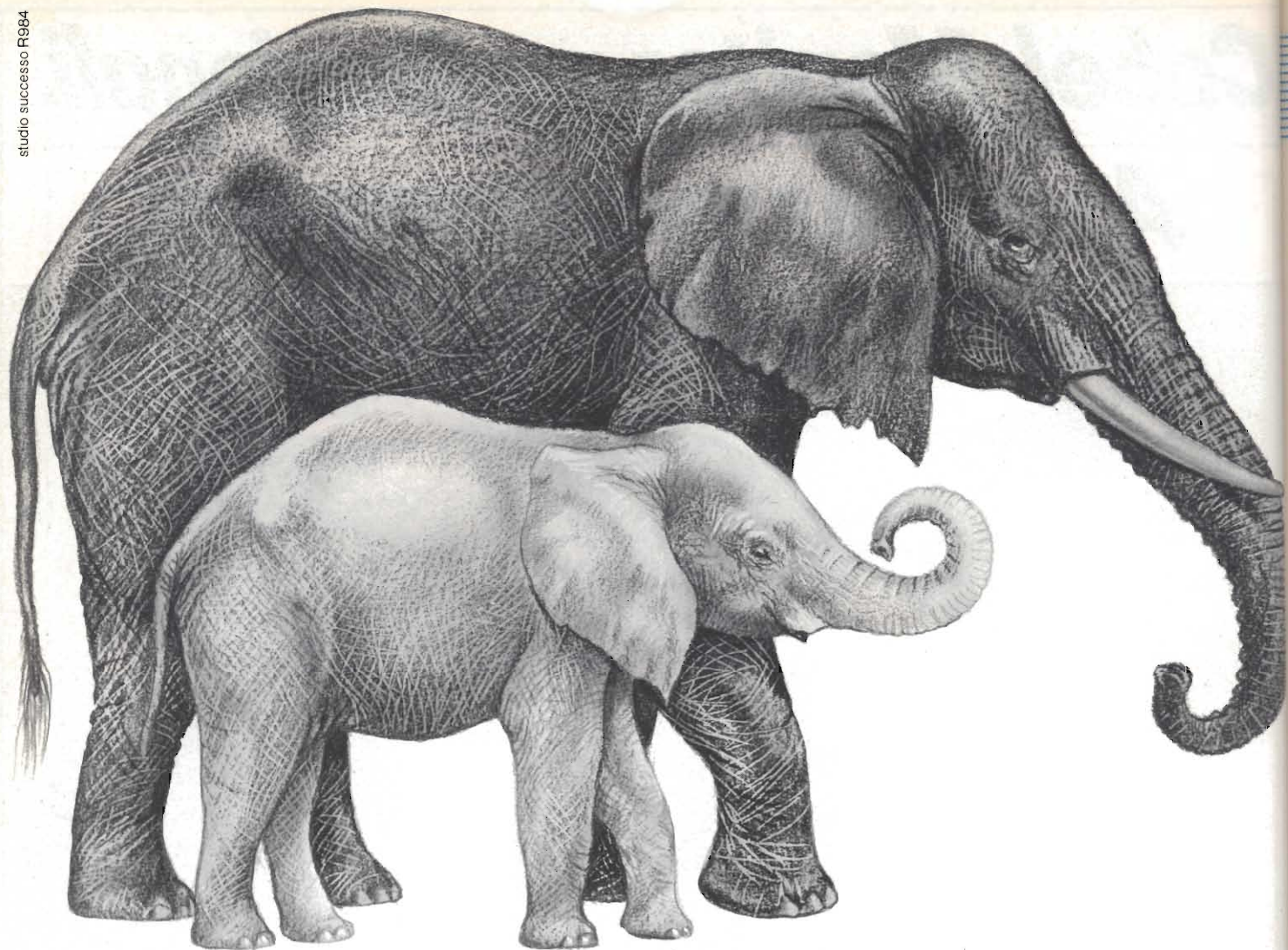
TOSCANA - UMBRIA
FGM ELETTRONICA s.r.l.
Via Silvio Pellico, 9/11
50121 FIRENZE - 055/245371
TLX 573332 FGM I

LAZIO
HI-REL s.r.l.
Via Amotrice, 15
00199 ROMA
06/8395671 - 8395581
TLX 614676

GIU.PA.R.
di G. Pastorelli e Figli
Via dei Conciatori, 36
00154 ROMA - 06/5758734

CAMPANIA - PUGLIA
BASILICATA - CALABRIA
C.F. ELETTRONICA
PROFESSIONALE
C.so V. Emanuele, 54
80122 NAPOLI
081/683728

SICILIA
RICCOBONO EMANUELE
Via Onorato, 46
90139 PALERMO
091/331464 - 325813

SARDEGNA
ORE (Sassari)
079/271202

AMPLIFICATORE DI POTENZA PER LA BANDA DEI 70 CM.

Hjalmar Westerwelle, DG3CAN

Questo amplificatore, che ricava 20 W in UHF da una potenza d'ingresso di 200 mW nella banda dei 70 cm (430...440 MHz), è equipaggiato con circuiti ibridi: per metterlo a punto non sono necessari strumenti di misura

La banda dei 70 cm si estende tra i 430 ed i 440 MHz, e negli ultimi tempi i radiodilettanti tendono ad utilizzarla sempre di più, operando con piccoli apparecchi ricetrasmittenti che erogano in massima parte potenze d'uscita comprese tra 150 mW e 3 W; i ricevitori di queste ministazioni sono molto sensibili e permettono di captare un gran numero di stazioni. La potenza di questi apparati portatili è limitata a causa della scarsa capacità della batteria.

Amplificatori per FM ed SSB

Quando il ricetrasmettitore viene fatto funzionare in servizio mobile (montato su un'auto) oppure in un'installazione fissa (per esempio, un'abitazione) non esistono problemi di alimentazione, in quanto questa può essere ricavata da una batteria di elevata capacità o da un alimentatore di rete. Con lo stadio finale descritto in questo articolo, è possibile elevare la potenza d'uscita a 20 W, a partire da potenze d'ingresso variabili tra 200 mW e 3 W.

In *figura 1* è illustrato lo schema elettrico della parte più importante di questo amplificatore. Una parte della potenza in alta frequenza viene prelevata, tramite un condensatore da 33 pF, ed applicata ad un "Vox" (nel funzionamento SSB, lo stadio finale viene collegato tramite un ingresso di pilotaggio separato). Questa parte del segnale viene rettificata ed amplificata in modo che, durante la trasmissione, venga eccitato un relè, i cui contatti "a" e "b" inseriscono l'amplificatore. La potenza d'ingresso viene limitata a circa 200 mW (che è la massima potenza applicabile all'ingresso dell'S-AU4) mediante un attenuatore a T, che deve essere adattato a seconda del trasmettitore applicato all'ingresso.

L'amplificatore ibrido S-AU4, che ha una risposta lineare, eleva il livello del segnale d'ingresso moltiplicandolo per un fattore di circa 100. L'alta frequenza amplificata raggiunge l'uscita, tramite un filtro passa-basso che elimina le armoniche indesiderate (*figura 2*) ed il contatto "b" del relè. Alcuni condensatori, che dovranno essere saldati con i terminali molto corti, ed alcune bobine avvolte su nucleo di ferroxcube garantiscono il corretto disaccoppiamento della tensione di alimentazione. Un regolatore di tensione a 9 V produce una polarizzazione stabilizzata che viene applicata soltanto durante la trasmissione, tramite un transistore PNP.

Montaggio del componente ibrido sul circuito stampato

Nel circuito stampato (*figura 3*) è stata prevista una cava rettangolare, entro la quale dovrà essere inserito l'amplificatore ibrido, con la flangia metallica ben appoggiata alla superficie, per evitare sollecitazioni meccaniche nel

Tabella 1: Componenti dell'attenuatore per potenze da 0,2 a 2,2 W

1 W...2,2 W:
1 resistore da 47 Ω 1,8 W, ad ossido metallico
2 resistori da 22 Ω 1,8 W, ad ossido metallico
0,2 W...0,4 W:
1 resistore da 433 Ω 0,5 W, ad ossido metallico
2 resistori da 3 Ω 0,5 W, ad ossido metallico

Tabella 2: Elenco dei componenti

1 pezzo S-AU4 (Toshiba)
1 pezzo 78L09
1 pezzo BC108
1 pezzo BC140
1 pezzo BC307
4 pezzi 1N4148
2 pezzi 1 kΩ
2 pezzi 12 pF, compensatori
1 pezzo 33 pF, ceramico
1 pezzo 100 pF, ceramico
3 pezzi 470 pF
2 pezzi 1 nF, passanti
1 pezzo 4,7 nF, ceramico
3 pezzi 1 µF / 16 V, tantalio
3 pezzi Impedenze Philips VK211173B, ferroxcube con 2,5 spire
2 pezzi relè SDS RS, 12 V
1 pezzo filo rame argentato diam. 2 mm x 60 mm
1 pezzo RG 174U, 120 mm
2 pezzi Prese BNC
1 pezzo Scatola di banda stagnata, 55,5 x 148 x 30 mm
1 pezzo Dissipatore termico SK 47, largo 75 mm

Per gli attenuatori, vedi Tabella 1.

Fig. 1. Schema completo dell'amplificatore per alta frequenza da 20 W, con "Vox" e circuito attenuatore all'ingresso: tramite questo attenuatore, possono essere collegati apparecchi con potenze di uscita diverse.

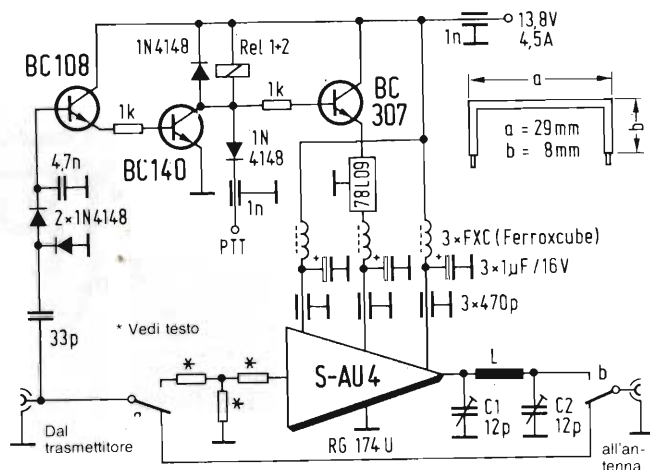
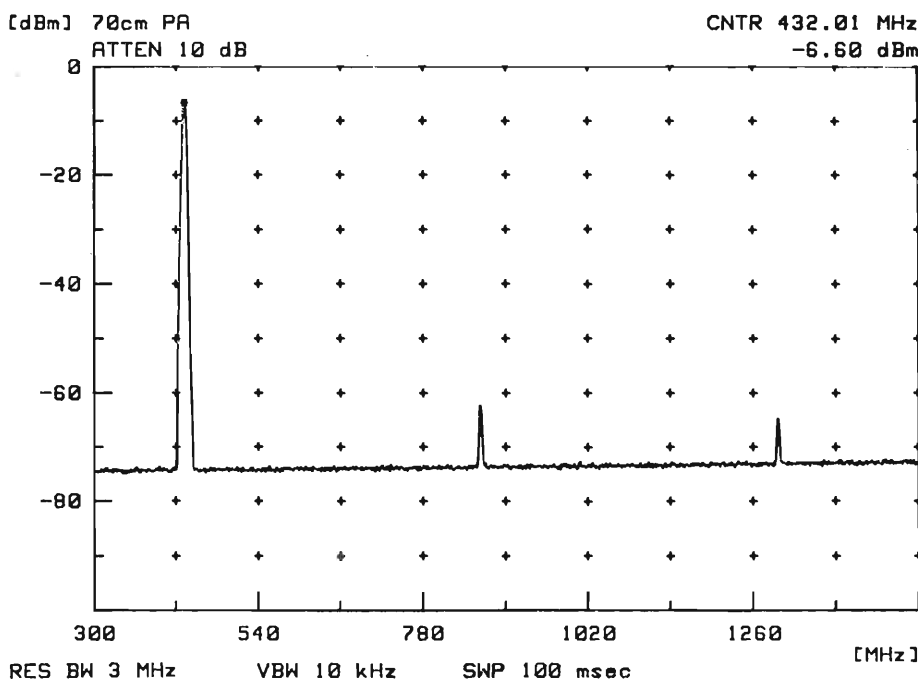



Fig. 2. Spettro delle armoniche, misurato con un analizzatore HP8568A, con attenuatore da 50 dB all'ingresso. Il trasmettitore pilota è un FT780R con potenza di 1 W.

Fig. 3. Piste di rame del circuito stampato. Per l'S-AU4 deve essere praticata una cava atta ad accogliere la sua parte sporgente.

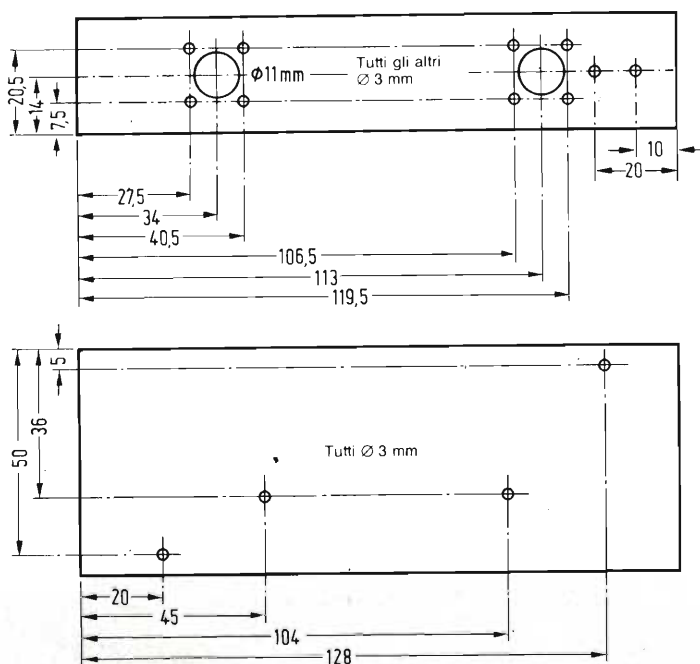
successivo fissaggio. Poichè il circuito stampato è ramato su entrambe le facce, dovranno essere praticati, con una punta da 5 mm, alcuni fori nei quali dovranno essere inseriti gli occhielli metallici necessari per assicurare il collegamento alle piste di rame della faccia inferiore. Il montaggio dei componenti, secondo lo schema di *figura 4*, non presenta problemi, purchè si tenga conto dei seguenti punti: tutte le saldature dovranno essere più piatte possibile, in modo da diminuire la probabilità di successivi cortocircuiti con il mobiletto metallico. Tutti i collegamenti di massa devono essere saldati sul lato componenti. Quattro rivetti sono stati inseriti nel circuito stampato e saldati alla superficie ramata del lato componenti: questi formeranno i collegamenti di massa per il circuito ibrido.

L'involucro del BC140 non deve toccare il circuito stampato. Se è necessario il circuito attenuatore (vedi *Tabella 1* PIN > 200 mW), la pista di rame che collega il relè all'ultimo resistore dell'attenuatore stesso dovrà essere interrotta in due punti.

L'S-AU4 dovrà essere saldato per ultimo. I contenitori dei relè dovrebbero essere saldati al circuito stampato, con quattro gocce di stagno applicate ai loro lati.

Successivamente dovrà essere costruita la scatoletta di banda stagnata, illustrata in *figura 5*, sulla quale verranno praticate le opportune forature. Il coperchio di questa scatoletta servirà come dima per forare il dissipatore termico. Occorre fare attenzione a centrare, con una certa precisione, il circuito ibrido rispetto al dissipatore termico. I fori su questo elemento dovranno essere eseguiti con una punta da 2,8 mm e filettati con un maschio M3. Il coperchio dovrà essere fissato al dissipatore termico mediante le due viti più esterne: non dimenticare di spalmare sulle superfici a contatto una certa quantità di pasta termoconduttrice al silicone. Ora potranno essere saldati i fianchi della scatola, montando su questi le prese BNC (dall'interno), uno spinotto per il collegamento di massa, nonchè i condensatori passanti (per +Vb e PTT). Spalmare il grasso al sili-

Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato. I componenti contrassegnati con un asterisco formano il circuito attenuatore, che dovrà essere montato con i componenti indicati in Tabella 1.

Fig. 5. Dimensioni e piano di foratura della scatola costruita con banda metallica stagnata.

cone sulla flangia metallica dell'S-AU4, poi inserire l'intera basetta, dal basso, nella cornice formata dai fianchi della scatola, appoggiando il tutto nel coperchio montato.

Il circuito stampato dovrà essere dapprima fissato con le viti e poi saldato tutt'intorno ai fianchi della scatola. La cornice non dovrà invece essere saldata al coperchio, perchè in questo modo risulterebbe impossibile qualsiasi intervento per riparazione o sostituzione dei componenti interni.

Per tarare lo stadio finale, occorre per prima cosa ruotare a mezza corsa C1 e poi estrarre quasi completamente l'armatura mobile di C2. E' ora possibile applicare la tensione di alimentazione e poi il segnale d'ingresso ad alta frequenza. Ruotando alternativamente C1 e C2 verrà effettuata la taratura, in modo da ottenere la massima potenza d'uscita.

Per finire, ancora due osservazioni: i relè impiegati costituiscono un economico compromesso per il servizio mobile. Poichè i loro contatti attenuano notevolmente il segnale a 435 MHz, per il funzionamento stazionario è consigliabile impiegare relè coassiali.

Alcuni trasmettitori assorbono da un alimentatore esterno una potenza molto maggiore di quella indicata: questo è un fattore di cui si deve sempre tener conto e che deve essere compensato, per esempio abbassando la tensione d'uscita dell'alimentatore.

I componenti necessari per questo amplificatore possono essere eventualmente richiesti alla ditta Hartwig - Elektronik, Postfach 1212, 4054 Nettetal 1 (Germania Federale). ■

Bibliografia

(1) Foglio dati S-AU4, Toshiba.
(2) H. Koch: Transistorsender (Trasmettitore a transistori). Franzis Verlag 1976, pagg. 98 e seguenti.
(3) H. Mueller-Schloesser: HF - Breitbandverstaerker (Amplificatori a larga banda in alta frequenza). Funkschau 1981, fascicolo 1, pag. 99.

A SOLI 20 MINUTI DA MILANO E DA VARESE

Vematron

Distributori di

Componenti professionali: condensatori elettrolitici in alluminio assiali e verticali. Condensatori ceramici multistrato. Condensatori al Tantalio assiali o a goccia. Reti resistive. Circuiti integrati interfaccia. Sensori magnetici ad effetto Hall.

GENERAL INSTRUMENT

Diodi raddrizzatori da 1 a 6 ampère. Ponti raddrizzatori da 1 a 35 ampère.

Condensatori professionali in film plastico assiali e radiali (poliestere, polipropilene, policarbonato) selezioni speciali. Filtri di rete monofasi e trifasi, standard o custom.

Oscilloscopi, multimetri digitali, frequenzimetri, generatori di forme d'onda.

Contenitori metallici per l'elettronica, armadi, rack.

Relè da circuito stampato, interruttori deviatori a levetta, commutatori rotativi.

BREMI

Alimentatori da laboratorio, frequenzimetri, capacimetri, generatori di funzioni ecc.

Diodi e ponti di potenza, diodi controllati, varistori, relè statici.

Via Salvo D'Acquisto, 17 - 21053 Castellanza (VA) - Tel. 0331-504064

PROFESSIONALITA' + SERVIZIO

Componenti elettronici industriali - Strumenti - Accessori da laboratorio

IL SEGRETO DEL VERO RISPARMIO È POTER TROVARE TUTTO E SUBITO

Grazie ad anni di seria attività i nostri clienti sono:

— Grosse Industrie
— Medie e Piccole Ditte Elettroniche artigianali
— Laboratori Scientifici e Istituti Tecnici

Pronti a magazzino anche:

AEG-TELEFUNKEN: optoelettronica (led, fotoaccoppiatori a forcella, display)
ANTEX: saldatori, stazioni saldanti, accessori
ASTEC: alimentatori "switch mode"
EECO: dip switch, commutatori BCD miniatura da circ. stampato
EWING: stazioni di saldatura e attrezzature per dissaldare
FAIRCHILD: circuiti integrati digitali e lineari
GUNTHER: relé reed dual in line
HARTMANN: preselettori digitali a tasto
INTERSIL: circuiti integrati (voltmetri, frequenzimetri, timer low power, generatori di funzioni)
ITT: diodi, zener, transistor, V-MOS Power
JBC: saldatori, stazioni saldanti, accessori
MEGA ELETTRONICA: strumenti da pannelo e da laboratorio
MORSETTITALIA: morsettiere da circuito stampato, passo 5 mm (numerate e non)
MOTOROLA: circuiti integrati digitali e lineari, transistor
MOSTEK: circuiti integrati MOS-LSI (memorie, contatori, microprocessori)
MULTICORE: stagno, prodotti per saldatura e dissaldatura
NATIONAL SEMICONDUCTOR: circuiti integrati digitali, lineari, transistor
PHILIPS: circuiti integrati, fotoresistori e resistori a strato metallico
PIHER: trimmer protetti, resistori a strato di carbone e a strato metallico di precisione
RCA: circuiti integrati C-MOS, lineari, transistor di potenza
SGS: transistor di segnale e potenza, integrati C-MOS, TTL-LS, regolatori di tensione ecc.
SPECTROL: potenziometri multigiri professionali, manopole contagiri, trimmer professionali in cermet monogiro o multigiri
TECCOR: diodi controllati (SCR, DIAC, Triac)
TERRY PLASTIC: cassettiere plastiche componibili e accessori
TEXAS INSTRUMENTS: circuiti integrati digitali e linari, transistor
THOMSON CSF: Triac, DIAC
WELLER: saldatori, stazioni saldanti, accessori
ZETRONIC: zoccoletti per circuiti integrati, connettori
ISKRA: resistori, potenziometri a strato di carbone e in cermet, trimmer
PRECIMATION: zoccoletti professionali per integrati e strisce di pin con contatti a tulipano dorati
CHERRY: preselettori digitali a tasto e accessori.

 Binding Union

Strumenti digitali da pannello professionali: voltmetri, amperometri, contagiri e relativi accessori (shunt, T.A., captatori, ecc.

SIEMENS

Semiconduttori discreti ed integrati speciali, optoelettronica, sensori di pressione e di temperatura, V-MOS Power transistor, connettori a relè ecc.

Dissipatori per semiconduttori, isolanti, distanziatori, ecc.

PAPST

Ventilatori assiali in corrente alternata, accessori.

Per informazioni indicare **Rif. P 31** sul tagliando

adverteam

Minitermist e Termist

PER RILEVARE QUALSIASI TEMPERATURA

a contatto, in aria e a immersione

MINITERMIST, termometro istantaneo numerico portatile, consente di effettuare con facilità e precisione i prelievi di temperatura più difficili e specializzati grazie ad una vasta gamma di sonde intercambiabili.
MINITERMIST ha un campo di misura da –50° a 1200°C
MINITERMIST consente la memorizzazione della massima temperatura, indispensabile nelle misure a contatto.

TERMIST, centralina termometrica numerica portatile, consente la misura simultanea in 9 punti.
TERMIST ha un campo di misura da –50° a 1200°C con risoluzione 0.1°C fino a 200°C e 1°C fino a 1200°C.

TERMIST ha in dotazione 21 modelli di sonde per effettuare misure istantanee e continuative di qualsiasi genere e tipo.

LSI LABORATORI DI STRUMENTAZIONE INDUSTRIALE s.p.a.
20143 Milano - V.le Liguria, 20
Tel. (02) 8351211/311
Tlx. 316689 LASTRU I

Per informazioni indicare **Rif. P 32** sul tagliando

INDICE GENERALE

SELEZIONE

di elettronica e microcomputer

SPECIALI

LASER

ALIMENTATORI SWITCHING

COMANDO MOTORI

MULTIMETRI DIGITALI

OPTOELETTRONICA

BIAS

COMPONENTI

INDICE GENERALE

DENTRO AL COMPONENTE

REGOLAZIONI & CONTROLLI

PROGETTI

STRUMENTAZIONE

ELETTRONICA INDUSTRIALE

ALIMENTATORI

AUDIO/VIDEO

INDICE GENERALE

ALIMENTATORI

REGOLAZIONE E CONTROLLI

VARIE

IDEE DI PROGETTO

NUOVE TECNOLOGIE

PERSONAL COMPUTER

INDICE GENERALE

STRUMENTAZIONE

COMPUTER PER PRINCIPIANTI

PERIFERICHE PER EDP

MICROCOMPUTER

MICROPROCESSORI

TV DA SATELLITE

VIDEO

AUDIO

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Per avere notizie dettagliate in relazione alla rubrica "Nuovi Prodotti" e alle "inserzioni pubblicitarie", compilate un tagliando per ogni prodotto che vi interessa, e spedite a: JCE - Via Dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI).
Il nostro servizio "Informazione Lettori" è organizzato in un sistema speciale di inoltro alle singole ditte.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA'

CAP

SETTORE DI ATTIVITA'

TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA'

CAP

SETTORE DI ATTIVITA'

TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA'

CAP

SETTORE DI ATTIVITA'

TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA'

CAP

SETTORE DI ATTIVITA'

TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA'

CAP

SETTORE DI ATTIVITA'

TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA'

CAP

SETTORE DI ATTIVITA'

TEL.

Per avere notizie dettagliate in relazione alla rubrica "Nuovi Prodotti" e alle "inserzioni pubblicitarie", compilate un tagliando per ogni prodotto che vi interessa, e spedite a: JCE - Via Dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI).
Il nostro servizio "Informazione Lettori" è organizzato in un sistema speciale di inoltro alle singole ditte.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 4/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

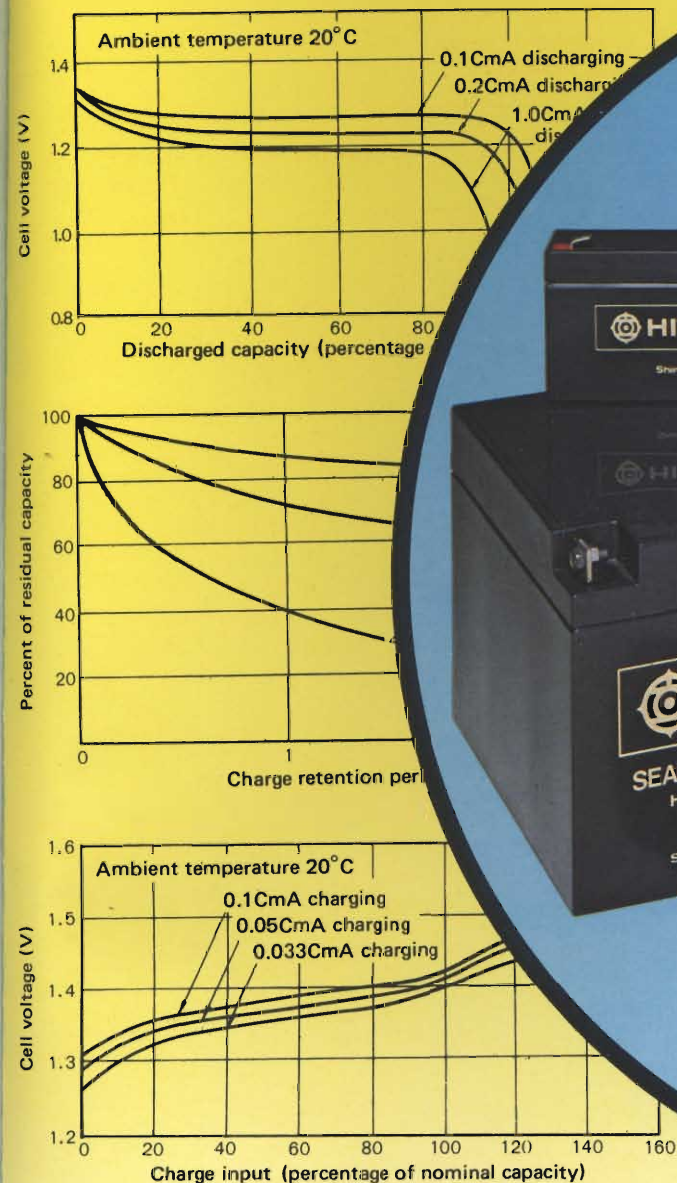
SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

BATTERIE RICARICABILI
AL PIOMBO E AL NICHEL-CADMIO

Ambient temperature 20°C
0.1CmA discharging
0.2CmA discharging
1.0CmA discharging
Cell voltage (V)
Discharged capacity (percentage

Percent of residual capacity
Charge retention period

Ambient temperature 20°C
0.1CmA charging
0.05CmA charging
0.033CmA charging
Cell voltage (V)
Charge input (percentage of nominal capacity)

HITACHI
SEALED LEAD-ACID BATTERY

POWERFUL QUALITY

BATTERIE RICARICABILI AL Pb

Modello HITACHI	Valori nominali		Dimensioni (mm)			Terminali	Codice
	V	A/h	H	Lung.	Larg.		
HP 1.2-6	6	1,2	51±2	97±1	25±1	Faston	II/0907-10
HP 3-6	6	3,0	60±2	134±1	34±1	Faston	II/0907-16
HP 6-6	6	6,0	94±2	151±1	34±1	Faston	II/0907-11
HP 2-12	12	2,0	60±2	178±1	34±1	Faston	II/0907-12
HP 6.5-12	12	6,5	94±2	151±1	65±1	Faston	II/0907-14
HP 15-12	12	15,0	167±2	181±1	76±1	Vite-Dado	II/0907-15
HP 24-12	12	24,0	125±2	166±1	175±1	Vite-Dado	II/0907-25

BATTERIE RICARICABILI AL NiCd

Modello HITACHI	Valori nominali		Dimensioni		Tipo	Codice
	V	m/Ah	Ø (mm)	H (mm)		
N 500 AA - CF	1,2	500	$14,0^{+0}_{-1}$	$50,5^{+0}_{-1,5}$	"AA" Stilo	II/0160-00
N 500 AA - HB	1,2	500	$14,0^{+0}_{-1}$	$50,5^{+0}_{-1,5}$	"AA" Stilo con pagl.	II/0162-00
N 1200 SC - HB	1,2	1200	$23,0^{+0}_{-1}$	$43,0^{+0}_{-2}$	"SC" con pagliette	II/0161-00
N 1800 - CF	1,2	1800	$26,0^{+0}_{-1}$	$50,0^{+0}_{-2}$	"C" 1/2 Torcia	II/0160-01
N 4000 - CF	1,2	4000	$34,0^{+0}_{-2}$	$61,5^{+0}_{-2,5}$	"D" Torcia	II/0160-02
N 7000 - CF	1,2	7000	$34,0^{+0}_{-2}$	$91,5^{+0}_{-3}$	"F"	II/0160-07
–	–	–	–	–	–	–

A DIVISION OF GBC